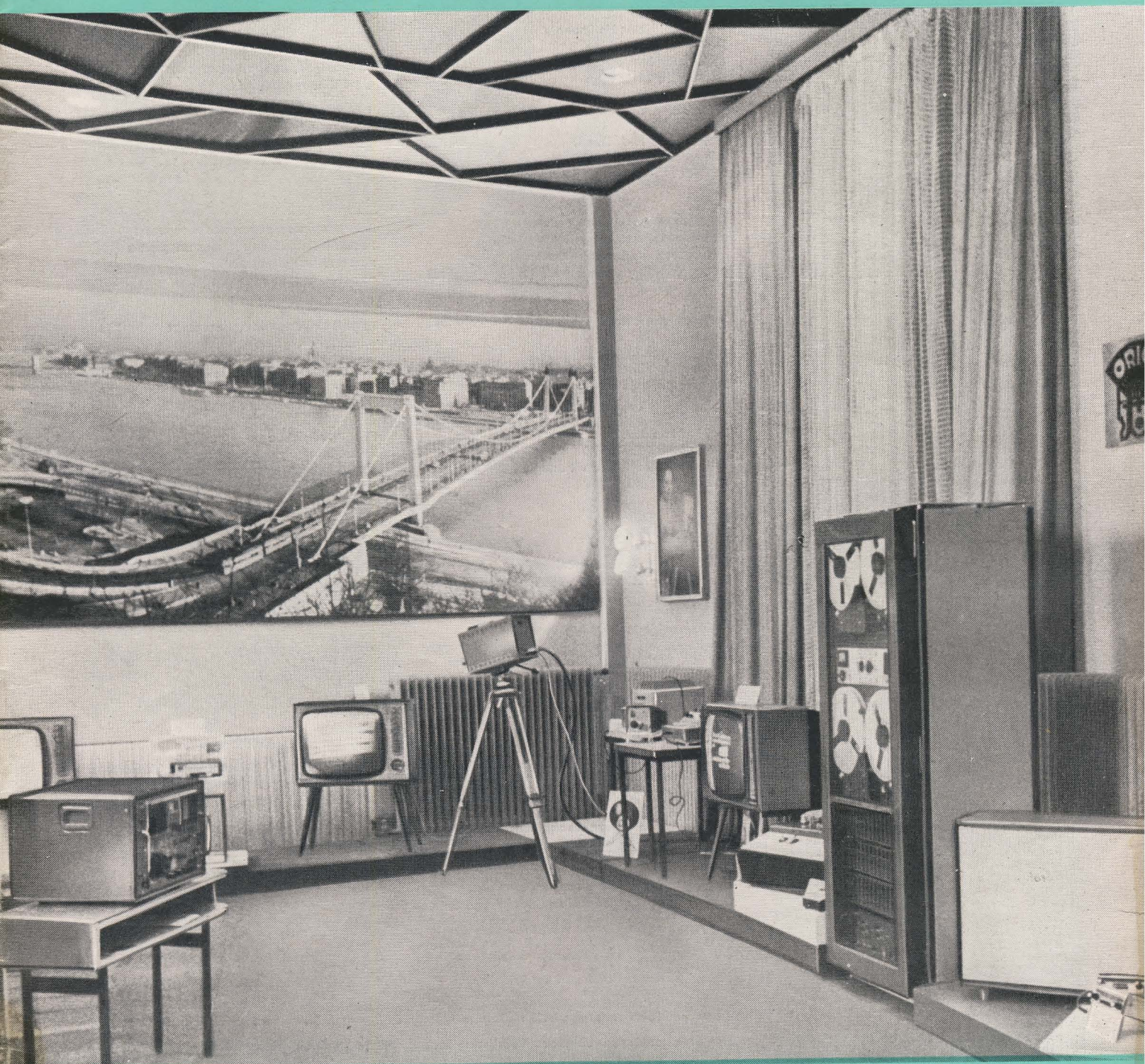
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Bauanleitung für einen UKW-Taschenempfänger
- Ungarische Ausstellung in Berlin
- Einfacher Tiefpaß zur Messung der Übersprechdämpfung an Stereodecodern
- Neues über Stereodecoder

24 | DEZEMBER 1965



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 738

Dipl.-Ing. ök. R. Tiersch und Dipl.-Ök. Ing. R. Gericke
PERT – Hilfe in Forschung und Entwicklung, Teil 2 und Schluß 739

Chr. Hänsel
Die meteorologischen Ursachen morgendlicher Feldstärkeänderungen auf 3300 und 1100 MHz 742

Ungarische Ausstellung in Berlin 745

Dipl.-Phys. Heinz Hoffmann und Dipl.-Phys. Ernst Wilde
Die Elektronik für ein Kleinmassenspektrometer, Teil 2 und Schluß 747

M. Jansen und H.-J. Quadt
Röhreninformationen 34 PCF 801 749

Labor- und Berechnungsunterlagen Dimensionierung von mehrkreisigen Bandfiltern in ZF-Stufen nach Entwurfsdiagrammen (1) 751

Aus der Reparaturpraxis 755

L. Knapschinsky und K. Schlenzig
UKW-Taschenempfänger 757

Ing. F. Buckbesch
Zeitzeichenempfang im Geodätischen Institut Potsdam, Teil 2 und Schluß 761

R. Hannawald
Einfacher Tiefpaß zur Messung der Übersprechdämpfung an Stereodecodern 765

Neues über Stereodecoder 767

OBSAH

Oznámení a zprávy 738

Dipl.-Ing. ök. R. Tiersch a Dipl.-Ök. Ing. R. Gericke
PERT – pomoc výzkumu a vývoji, díl druhý a závěr 739

Chr. Hänsel
Meteorologické důvody rannich změn síly pole na kmitočtu 3300 MHz a 1100 MHz 742

Madárský „Elektroimpex" v Berlíně (NDR) 745

Dipl.-Phys. Heinz Hoffmann a Dipl.-Phys. Ernst Wilde
Elektronika hmotového spektrometru, díl druhý a závěr 747

M. Jansen a H.-J. Quadt
Informace o elektronkách 34 PCF 801 749

Laboratorní a výpočtové podklady Dimenzování mezifrekvenčních stupňů s víceobvodovými mezifrekvenčními pásmovými filtry pomocí grafů (1) 751

Z opravářské praxe 755

L. Knapschinsky a K. Schlenzig
Kapesní přijímač na vkv 757

Ing. F. Buckbesch
Příjem časových signálů v Geodetickém ústavu v Postupimi (NDR), díl druhý a závěr 761

R. Hannawald
Jednoduchá dolnofrekvenční propust pro měření přeslechového útlumu dekodérů 765

Dekódovací jednotky pro příjem stereofonního rozhlasu 767

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 738

Диплом-инж. Р. Тирш и диплом-инж. Р. Герикке
«ПЕРТ» — система руководства разработками и исследованиями ч. 2-я и окончание 739

К. Хензель
Метеорологические причины утренних изменений напряженности поля на 3300 и 1100 Мгц 742

Венгерская выставка в Берлине 745

Диплом-физ. Гейнц Хоффманн и диплом-физ. Эрнст Вильде
Электроника малогабаритного масс-спектрометра, ч. 2-я и окончание 747

Янзен и Г. И. Квадт
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (34) PCF 801 749

Лабораторные и расчетные материалы Расчет ПЧ каскадов с многоконтурными полосовыми фильтрами по проектным диаграммам (1) 751

Из работы ремонтных мастерских 755

Л. Кнапшински и К. Шлэнциг
Карманный УКВ приемник 757

Инж. Ф. Букбеш
Прием сигналов времени Геодезического института в Потсдаме, ч. 2-я и окончание 761

Р. Ханнавальд
Простой фильтр нижних частот для измерения переходных помех в стереодекодерах 765

Новое о стереодекодерах 767

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsbeirat:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
S.R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspostellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 738

Dipl.-Ing. ök. R. Tiersch and Dipl.-Ök. Ing. R. Gericke
PERT – an Aid to Research and Development (Part 2 and Conclusion) 739

Chr. Hänsel
The Meteorological Causes of Variations of Field Intensity in the Morning on the Frequencies of 3300 and 1100 Mc/s 742

Hungarian Exhibition in Berlin 745

Dipl.-Phys. Heinz Hoffmann and Dipl.-Phys. Ernst Wilde
The Electronic Equipment for a Small Mass Spectrometer (Part 2 and Conclusion) 747

M. Jansen and H.-J. Quadt
Tube Informations 34 Vacuum Tube PCF 801 749

Laboratory and Design Data Dimensioning IF-Stages with Multi-Circuit Band Filters on the Basis of Design Diagrams (Part 1) 751

Repair Practice 755

L. Knapschinsky and K. Schlenzig
VHF Pocket Receiver 757

Ing. F. Buckbesch
The Reception of Time Signals in the Geodetical Institute of Potsdam (Part 2 and Conclusion) 761

R. Hannawald
A Simple Low-Pass Filter for Measuring the Crosstalk Damping of Stereo Decoders 765

Stereo Decoder News 767

Titelbild:

Blick in die Ausstellung des ungarischen Außenhandelsunternehmens Elektroimpex in der Berliner Sporthalle (s. a. S. 745)
Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

Hiermit möchte ich anfragen, ob Sie mir die Schaltung für eine Antennenweiche angeben können, mit deren Hilfe ich an eine Antenne (240 Ω, Bandleitung) zwei Fernsehgeräte anschließen kann.
K. B., Großneuendorf

Ihre Frage ist nicht ganz klar: Wahrscheinlich meinen Sie Glieder (Vierpole), die das frequenzunabhängige Zusammenschalten mehrerer Verbraucher an eine Quelle unter Wahrung der korrekten Anpassung vornehmen. Eine der einfachsten Möglichkeiten besteht darin, in jede Leitungsader der zu den Fernsehempfängern vom Verzweigungspunkt abgehenden Bandleitungen einen 120-Ω-Widerstand zu schalten [s. Taeger, W.: Einige Hinweise für die Mehrfachausnutzung der Fernsehantenne; radio und fernsehen 6 (1957) H. 1 S. 12 u. 13]. Die Anpassung ist bei dieser Lösung nicht völlig korrekt, jedoch würde eine exakte Anpassung zu erheblichen Leistungsverlusten führen bzw. einen zu großen Aufwand erforderlich machen.

*

Die zur Zeit im Handel angebotenen Transistoren tragen fast alle schon die neuen Typenbezeichnungen. In der Literatur, besonders in den letzten Ausgaben, sind noch die alten Bezeichnungen angegeben.
Ich möchte Sie deshalb bitten, mir mitzuteilen, ob und an welcher Stelle der Fachliteratur bereits eine Gegenüberstellung der alten und neuen Typenbezeichnungen für Transistoren veröffentlicht wurde.
S. U., Könitz/Thür.

Gegenüberstellungen der alten und neuen Typenbezeichnungen vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder sind in großer Zahl in unserer Fachliteratur erschienen. Wir möchten Ihnen nur drei solche Literaturstellen nennen:
Bottke, E.: Neue Typenbezeichnungen für Halbleiterbauelemente. radio und fernsehen 13 (1964), H. 6, S. 167···168
Neue Typenbezeichnung für Halbleiterbauelemente, im Anhang zum „Elektronischen Jahrbuch 1965", Deutscher Militärverlag, Berlin, 1964
Die neue Bastler-Schaltung, Folge 1 (1964): Netzgeräte. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder
Auch in Zukunft werden in Büchern und Broschüren noch derartige Vergleichstabellen veröffentlicht werden, um das Umdimensionieren alter Bauanleitungen usw. zu erleichtern.

*

Die Empfangsgüte eines Fernsehgerätes ist vom Verhältnis Nutzspannung zu Rauschspannung abhängig.
Die Rauschspannung läßt sich doch nach folgender Beziehung errechnen:

$$U_r = \sqrt{n \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R}$$

Sie ist also abhängig von $n \cdot k \cdot T$, von der Bandbreite und vom Eingangswiderstand.
Daraus ergibt sich aber, daß bei gleichem Verhältnis Nutzspannung zu Rauschspannung die Rauschspannung bei einem Eingangswiderstand von 60 Ω nur halb so groß ist wie die Rauschspannung bei einem Eingangswiderstand von 240 Ω.
Ist nun bei einem Eingangswiderstand von 60 Ω nur noch die Hälfte der Nutzspannung gegenüber dem Eingangswiderstand von 240 Ω bei gleicher Empfangsgüte erforderlich, und läßt sich diese Nutzspannung durch die Umschaltung auf einen Eingangswiderstand von 60 Ω auch dadurch praktisch gewinnen?
Wären die Eingangsschaltungen mit einem Eingangswiderstand von 60 Ω dann nicht vorteilhafter?
Ch. F., Lohsa

Auf Grund Ihrer Ausführungen liegt in der Tat der Gedanke nahe, daß in bezug auf das Signal/Rauschverhältnis die Anpassung an 60 Ω günstiger ist. Leider ist das ein Trugschluß. Die halbe Spannung bei Anpassung an 60 Ω gegenüber der an 240 Ω ergibt sich aus der Tatsache, daß die gleiche Leistung (Nutzleistung) in beiden Fällen zur Verfügung steht. Wenn Sie die von Ihnen angeführte Nyquist-Beziehung umstellen, erhalten Sie

$$U_r/R^2 = N_r = n \cdot k \cdot T \cdot \Delta f,$$

d. h., die Rauschleistung ist ebenfalls von dem Anpassungswiderstand unabhängig. Damit bleibt aber bei der 60-Ω-Anpassung und bei der 240-Ω-Anpassung auch das Signal/Rauschverhältnis das gleiche.
Trösten Sie sich damit, daß vielen anderen vor Ihnen der gleiche Irrtum unterlief. Ursache war immer, daß nur die Spannungen, nicht aber die Leistungen betrachtet wurden. Auf Leistung paßt man aber an!

*

Als langjähriger Leser Ihrer Zeitschrift möchte ich Ihnen einige Zeilen schreiben . . .
Beim Durchblättern der letzten Jahrgänge habe ich manchmal den Eindruck, daß die kommerzielle Nachrichtentechnik in ihrer konventionellen Form (KW-Technik) etwas sehr vernachlässigt wird . . .
H. S., Plauen/Vogtl.

Sie haben mit Recht die KW-Technik mit der kommerziellen Nachrichtentechnik in Verbindung gebracht. Aber die kommerzielle Nachrichtentechnik gehört nicht in dem Ausmaß zum Aufgabengebiet unserer Zeitschrift, wie etwa Fernsehen, Rundfunk und Elektroakustik. Wir verweisen in diesem Zusammenhang auf die gleichfalls im VEB Verlag Technik erscheinende und ebenfalls von unserer Redaktion bearbeitete Fachzeitschrift „Nachrichtentechnik", die sich mit der kommerziellen Nachrichtentechnik befaßt. Das Niveau dieser Zeitschrift stellt höhere Anforderungen an den Leser. Aber das ist verständlich: Ein kommerzieller Empfänger ist ja auch ein wenig komplizierter als ein „Radio". Natürlich dürfen wir die kommerzielle Technik nicht ganz vernachlässigen, und in der Beziehung ist Ihre Kritik berechtigt – obwohl wir einige Radarprobleme behandelt und über den 150-kW-Kurzwellensender des VEB Funkwerk Köpenick berichtet haben. Die zahlreichen Kurzwellenamateure finden übrigens in „funkamateur" (Deutscher Militärverlag, Berlin) das, was sie brauchen.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- Fernsehempfänger-Typenreihe „Dürer"
- Gruppenantennen – ihre Dimensionierung und Anwendung
- dia-automatic – Ergänzung zum Bandgerät für den Tonband-Diavortrag
- OIRT-Ton – einmal anders
- Spannungskonstanthalter für Gleichspannung
- Ein einfacher Fernseh-Kontrolloszillograf

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Das erste Farbfernsehprogramm von Moskau nach Paris** wurde am 29. November nach einer Serie von Testversuchen über den sowjetischen Nachrichtensatelliten „Molnija 1" unter Verwendung des französischen Farbfernsehsystems SECAM 3 gesendet.

▼ **Ein neuer Fernsehkanalumsetzer** wurde am 16. November in Bad Muskau (Bezirk Cottbus) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 9, Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ **Das Mitteilungsblatt „Elektro-Standard"** berichtet im Dezemberheft über Bauformen für Transistoren und die neue Arbeitsrichtlinie für die Standardisierung in der Elektroindustrie.

▼ **Die ČSSR** beabsichtigt, die Fernsehverbindungen auszubauen und wird u. a. die Fernsehstrecke ČSSR–DDR mit neuen Ausrüstungen versehen.

▼ **Ein Taschenfernsehempfänger** von Westinghouse hat ein Volumen von 18 Kubikzoll und eine Bildröhre mit 18 mm Durchmesser. Seine einzigen diskreten Bauelemente sind gesteuerte Siliziumgleichrichter zur elektrostatischen Ablenkung. Vorläufig besteht nicht die Absicht, diese Geräte auf dem Markt abzusetzen.

▼ **Einem harten Tropentest** wurden Fernsehempfänger vom VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt in Ghana unterzogen. Sie bestanden ihn zur vollen Zufriedenheit.

▼ **Das Handelsnetz des VEB RFT Industrievertrieb** wurde im Oktober/November um die Fachfilialen Bitterfeld, Brandenburg, Güstrow, Jena, Pößneck und Wittenberg erweitert.

▼ **Den ersten öffentlichen Farbfernsehübertragungsversuch in einem Hörsaal in der DDR** erlebten am 7. November in Dresden 280 Teilnehmer einer Konferenz der Gesellschaft für Zahn-, Mund- und Kieferheilkunde. Aus einer Klinik der medizinischen Akademie wurde die Operation eines Patienten in einen großen Hörsaal übertragen. Obwohl es sich um sehr bewegte und auch kleine Objekte handelte – mitunter wurden nur Teile der Mundhöhle und einzelne Zähne auf dem Bildschirm gezeigt –, genügte die Qualität im wesentlichen den Ansprüchen der Wissenschaftler.

▼ **Mehr Fernsehgeräte als Fernsprecher** wird es nach der Statistik des Weltfernsehens bald auf der Welt geben. Anfang dieses Jahres gab es bei etwa 180 Millionen Telefonanschlüssen schon 173 Millionen Haushalte mit Fernsehgeräten.

▼ **Die hochverstärkende Wanderfeldröhre WX-30046** von Westinghouse, die für Impulsmodulation von Radarsystemen im Bereich 8,5···9,6 GHz bestimmt sind, hat eine Spitzenleistung von über 1 kW. Die Leistungskurven sind geradlinig mit ± 0,5 dB Unabhängigkeit. Die Sättigungsverstärkung beträgt 44 dB bei einem Tastverhältnis von 0,01. Die Röhre wird mit 14 kV Katodenimpulsspannung bei 1 A Spitzenstrom betrieben. Sie kostet 9000 Dollar.

▼ **Einen Laserstrahl zum Abgleichen von Widerständen** verwendet man bei Sperry Rand.

▼ **Versuchfarbfernsehsendungen** nach dem französischen SECAM- und dem amerikanischen NTSC-System wurden den Abgeordneten der tschechoslowakischen Nationalversammlung am 10. November vorgeführt.

▼ Für **Stereo im Auto** hat RCA eine Einloch-Achtspur-Stereokassette herausgebracht. Im Auto wird für Stereofonie in jede Tür ein Lautsprecher montiert.

▼ **Zur Bestückung hochwertiger Endstufen** brachte Siemens den Silizium-Planartransistor BD 109 heraus. Er hat eine Nennverlustleistung von 15 W. Die Grenzfrequenz f_T ist größer als 50 MHz.
Damit scheint die Entwicklung auf dem Gebiet der Endstufentransistoren die Richtung einzuschlagen, die wir bereits in radio und fernsehen 12 (1963), H. 17, S. 534 am Schluß und 14 (1965), H. 12, S. 381 ankündigten. Vorerst dürften die Vorteile des Epitaxialtransistors gegenüber dem einfachen Planartransistor speziell in diesem Anwendungsfall nicht so groß sein, als daß dadurch die beträchlich höheren Herstellungskosten des ersteren gerechtfertigt werden könnten.

Parabolspiegel in Wabenbauweise

Die ersten Parabolantennenspiegel in Wabenbauweise unter Verwendung von glasfaserverstärktem Polyester entstehen zur Zeit im Dresdner Institut für Leichtbau. Sie sind eine Gemeinschaftsentwicklung von Fachleuten des VEB Entwicklungswerk Funkmechanik, Leipzig, und des Leichtbauinstitutes, das von Prof. Dipl.-Ing. Baade geleitet wird.
Parabolspiegel dieser neuen Bauweise sind solchen bisheriger Art in Metallkonstruktion technisch und ökonomisch beträchtlich überlegen.
Sie werden an Radargeräten in der Meteorologie, für wissenschaftliche Untersuchungen und in der Richtfunktechnik eingesetzt und haben den Vorzug, völlig korrosionsfrei zu sein. Sie erfordern daher einen nur sehr geringen Wartungsaufwand. Eine Vereisungsgefahr besteht bei ihnen kaum, weil sie allseitig glatte Flächen aufweisen. Derartige Antennen haben infolge der sehr geringen Masse der eingesetzten Werkstoffe – phenolharzgetränkte Papierwaben als Stützstoff und glasfaserverstärkter Polyester als Deckschicht – auch eine sehr kleine Gesamtmasse. Ihre Herstellung ist verhältnismäßig einfach: Sie entstehen auf einem Positivformkörper, der die gekrümmte Form des Parabolspiegels besitzt.
Parabolantennen herkömmlicher Bauweise mit Stützgerüsten, Drahtgeflechten, Streckmetall, Blech- und verschiedenen Gußteilen erfordern eine große Zahl von Zuschnitten, Biege-, Kontur- und Blechlehren sowie einen hohen Schweißaufwand.
Trotz dieses Aufwandes ließ sich die für solche Antennen geforderte Form nur annähernd erreichen. Bei Anwendung der Wabenbauweise hingegen können die für die moderne Funk- und Radartechnik erforderlichen Konturgenauigkeiten gleichbleibend eingehalten werden. Die Wabenbauweise, die als eine der extremsten Leichtbauweisen gilt, verleiht dem Parabolspiegel die geforderte hohe Biegefestigkeit. Sie ist notwendig, weil diese Antennen Wind und Wetter ausgesetzt sind. Versuchsmuster der Neuentwicklung sind bereits mit außerordentlich zufriedenstellenden Ergebnissen an Radargeräten erprobt worden.

VI. Internationale Tagung Feingerätebau 1966

Diese Tagung steht unter dem Thema „Mechanik und Elektrotechnik im Feingerätebau" (Probleme der Konstruktion von Geräten und ihrer Bauelemente).
Sie wird vom 13. bis 16. September 1966 im Institut für elektrischen und mechanischen Feingerätebau an der Technischen Universität Dresden stattfinden.

Schwerpunkte der Vorträge:

1. Allgemeine Konstruktionsfragen. (Konstruktionslehre, Konstruktionssystematik, Modelltechnik, Simulation),
2. Baukastensysteme für elektrische und mechanische Geräte. (Bestehende Baukastensysteme, Bedingungen für den Aufbau von Baukastensystemen, Begriffserklärung),
3. Zuverlässigkeitsfragen. (Zuverlässigkeit des Gerätes und der Bauelemente, Einflüsse von Fertigungs- und Umweltfaktoren),
4. Antriebe im Feingerätebau. (Elektromotore, Federmotore, magnetische Antriebe; Erzeugung von Kräften, Drehmomenten und Wegen);
5. Lagerungen im Feingerätebau. Einsatzbedingungen der verschiedenen Lagerarten, Lagerwerkstoffe, Lagerkonstruktionen),
6. Zahnräder im Feingerätebau. (Profile, Toleranzen, Tragfähigkeit und Belastbarkeit, Geräusche).

Zusätzlich werden eine Ausstellung mit ausgewählten Erzeugnissen des Gerätebaues der DDR und ein Kolloquium über die Ausbildung im Institut für elektrischen und mechanischen Feingerätebau und Betriebsbesichtigungen durchgeführt.

Heimvideobandgeräte

Wie die amerikanische Fachzeitschrift „Electronics World" in ihrem Novemberheft 1965 mitteilt, werden Heimvideobandgeräte bereits von amerikanischen, westdeutschen und ab 1966 auch japanischen Firmen hergestellt.
Das Gerät VKR-500 der amerikanischen Firma Westgrove ist das einzige, das mit schnellaufendem Band und festem Kopf arbeitet. Es besitzt drei Bandgeschwindigkeiten: 230 cm/s, 305 cm/s und 381 cm/s. Bei der Bandgeschwindigkeit 230 cm/s beträgt die Aufnahmezeit mit Zweispurband und einer 266-cm-Spule eine Stunde, der Preis 750 Dollar.
Alle anderen Firmen benutzen rotierende Köpfe bei langsamer Bandgeschwindigkeit. Die Anlage von Loewe Opta benutzt ein 2,54-cm-Band (1 Zoll) auf einer 20,3-cm-Spule und erreicht eine Aufnahmezeit von einer Stunde bei einer Bandgeschwindigkeit von 15,2 cm/s. Der Preis beträgt allerdings 4000 Dollar. Ebenfalls 4000 Dollar kostet das Gerät EL-3400 der amerikanischen Firma Norelco, das ein 2,54-cm-Band auf einer 23-cm-Spule benutzt und bei einer Bandgeschwindigkeit von 23 cm/s eine Aufnahmezeit von einer Stunde besitzt.
1966 sind wesentlich billigere Geräte von Ampex und den japanischen Firmen Matsushita und Sony zu erwarten. Die Anlage 6100 von Ampex wurde bereits in radio und fernsehen 14 (1965), H. 20, S. 610 beschrieben. Sie wird 1095 Dollar kosten. Der Preis des Gerätes TVC-2010 von Sony wird – einschließlich Klein-TV-Empfänger und Monitor – 995 Dollar betragen; es benutzt ein 1,77-cm-Band auf einer 17,8-cm-Spule mit einer Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s. Über die Anlage der Firma Matsushita ist lediglich bekannt, daß sie etwa 800 Dollar kosten und für ein 1,77-cm-Band auf einer 20,3-cm-Spule konstruiert sein wird.
Alle diese Geräte sind nur für Schwarz-Weiß-Fernsehen entworfen, sie sind nicht kompatibel.

I. Meßelektronik-Symposium des VEB Funkwerk Erfurt

Die Betriebssektion der Kammer der Technik im VEB Funkwerk Erfurt und der Industriezweig-Vorstand Bauelemente und Vakuumtechnik im Fachverband Elektrotechnik veranstaltete in Erfurt ein Meßelektronik-Symposium.
Anlaß dieses Symposiums war, vielen Interessenten eine umfassende Information über den Stand der elektronischen Meßgerätetechnik zu vermitteln. Die auf der Leipziger Messe gezeigte Geräteübersicht reicht offenbar nicht zu einer den Bedürfnissen der Praxis genügenden Orientierung aus. Aus diesem Grunde hatte sich der VEB Funkwerk Erfurt entschlossen, erstmalig ein Meßelektronik-Symposium durchzuführen, in dessen Rahmen über Funktion und Anwendung elektronischer Meßgeräte durch Fachleute referiert wurde.
Folgende Fachreferate wurden gehalten:

Ing. Bauermeister
Bedeutung und Perspektiven der elektronischen Meßtechnik

Dipl.-Ing. Donau
Die Kleinquarzuhren-Anlage und ihre Erweiterungsmöglichkeiten

Dipl.-Ing. Eckert
Die Verlustfaktormeßgeräte Typ 1033/1034 und ihre Einsatzmöglichkeiten in der elektronischen, chemischen und kunststoffverarbeitenden Industrie

Ing. Reinhold
Klirrfaktormessungen mit dem neuen Klirrfaktormeßgerät Typ 3013

Dipl.-Phys. Güth
Neue digitale Meßgeräte für Entwicklung, Fertigung und Prüffeld

Ing. Bräutigam
Die Datenerfassungsanlage und ihre Einsatzmöglichkeiten in Entwicklung, Produktion und Prüffeld

Ing. Bauermeister
Wer liefert was? Aus dem Fachgebiet elektronische Meßtechnik
Während des Meßelektronik-Symposiums – das am 23. 11. und 24. 11. stattfand – wurden die modernsten elektronischen Meßgeräte aus dem Fertigungsprogramm des VEB Funkwerk ausgestellt und in praktischer Anwendung gezeigt. Damit verbunden war die Besichtigung der Meßgerätefertigung.
Zusammenfassend kann gesagt werden: Das gut besuchte Meßelektronik-Symposium vermittelte zahlreiche Hinweise und Anregungen und vertiefte den Erfahrungsaustausch zwischen Anwender und Entwickler. Zugleich sollte dieses gut organisierte Symposium als Vorbild und zur Nachahmung für andere Betriebe und Industriezweige dienen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 2. DEZEMBERHEFT 24 1965

PERT – Hilfe in Forschung und Entwicklung

Teil 2 und Schluß

Dipl.-Ing. ök. R. TIERSCH und Dipl.-Ök. Ing. R. GERICKE

Mitteilung aus dem Institut für Nachrichtentechnik (INT)

Für die F/E-Bearbeitung eines Fernsprechapparates wurde nach Kenntnis des Lösungsweges die in Tabelle 1 dargestellte Auflistung der Arbeitsgänge vorvorgenommen [2].
Die Aktivitätsliste ist Grundlage für die Darstellung des Netzwerkes. Im Bild 7 wurde das Netzwerkdiagramm dargestellt.

- Das Gesamtvorhaben kann durch Teilnetzwerke unterschiedlich detailliert werden.
  Grundlagen dafür können sein:
  - Detaillierung entsprechend der Zuständigkeit,
  - Detaillierung entsprechend den unterschiedlichen Leitungsebenen,
  - Ausbau des Netzwerkes für kritische Bereiche.

  Der Aufgliederung des Arbeitsablaufes in Aktivitäten ist durch die Speicherkapazität des für die PERT-Berechnung einzusetzenden Rechenautomaten Grenzen gesetzt. Eine Detaillierung von Aktivitäten mit einer Aktivitätsdauer kleiner als ein bis zwei Wochen ist nicht zu empfehlen.
- Nach Fertigstellung der Grobskizze ist das Netzwerkdiagramm auf mögliche Fehler hin zu kontrollieren:

  u. a. doppelte Ereignisnumerierung,
  Einhaltung der Bedingung $i < j$,
  Vermeidung des Auftretens von Schleifen.

  Bei der endgültigen zeichnerischen Darstellung des Netzwerkdiagramms sind für eine gute Gesamtübersicht folgende Faktoren zu beachten [3]:
  - einheitliche Größe der Ereigniskreise,
  - einheitliche Linienführung und Strichstärke der Aktivitäten,
  - Vermeidung von Aktivitätsdurchkreuzungen,
  - gut leserliche Beschriftung,
  - Zusammenhänge zwischen Netzwerkteilen müssen eindeutig sein.

Tabelle 1

Aktivitäts-Nr.	Arbeitsgang
1	Konstruktion des Handapparates
2	Konstruktion der Sprechkapsel
3	Konstruktion der Hörkapsel
4	Herstellen des Funktionsmusters des Handapparates
5	Herstellung Einzelteile
6	Entwicklung Magnet und Spule
7	Bestellung Membran
8	Lieferung Kohlengries
9	Montage Sprechkapsel
10	Prüfen Magnet und Spule
11	Lieferung Membran
12	Montage Hörkapsel
13	Lieferung Sprechkapsel
14	Lieferung Hörkapsel
15	Montage Handapparat

Zeitplanung

Die Zeitplanung unterteilt sich bei PERT in folgende Stufen:
- Zeitschätzungen;
- Ermittlung der aktivitätsorientierten Größen;
- Ermittlung der ereignisorientierten Größen;
- Netzwerkanalyse.

Zeitschätzungen

Im Gegensatz zu CPM verwendet PERT drei Zeitschätzungen. Es wird unterstellt, daß die tatsächlich anfallende Aktivitätszeit in gewissen Grenzen schwankt. Mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematisch-statistischer Verfahren werden Unsicherheitsfaktoren quantifiziert, und eine Aussage wird darüber gemacht, mit welcher Wahrscheinlichkeit der vorausberechnete Fertigstellungstermin eingehalten wird.
Grundlage der Zeitplanung sind folgende Zeitschätzungen:

die optimistische Zeit a,
die wahrscheinliche Zeit m,
die pessimistische Zeit b.

Die optimistische Zeit gibt den kürzesten Zeitpunkt an, in dem es unter den günstigsten Voraussetzungen möglich ist, das F/E-Vorhaben zu beenden (a ist der theoretisch mögliche minimale Zeitaufwand unter Ausschaltung aller Störfaktoren).
Die pessimistische Zeit gibt den längsten Zeitpunkt der Beendigung des F/E-Vorhabens an, unter Einschätzung der ungünstigsten Voraussetzungen sowie Häufigkeit der Störfaktoren.
Die wahrscheinliche Zeit entspricht dem normalen Ablauf des Vorhabens.
a und b sind Extremwerte, die nur unter besonderen Voraussetzungen erreicht werden. Aus allen drei Zeitangaben wird die zu erwartende Aktivitätszeit te ermittelt.
In der Regel gilt

$$a < m < b$$

Unter besonderen Bedingungen kann bei einigen Aktivitäten, für die bereits feste Zeitwerte bekannt sind, $a = m = b$ sein.
Diese Zeiteinschätzungen entsprechen der Besonderheit der Planung in Forschung und Entwicklung. Sie regen Forscher und Entwickler selbst zur Zeitanalyse an und zwingen zur Überlegung, welche Voraussetzungen vorhanden sein müssen, um die optimistische Zeit zu erreichen.
Bei der Schätzung der pessimistischen Zeit werden die Mitarbeiter auf eventuell auftretende Störfaktoren aufmerksam. Nicht zu unterschätzen ist das psychologische Moment, daß Forscher und Entwickler ein anderes Verhältnis zur Planung erhalten, weil es nicht mehr um formale Zeitangaben geht.
Für die Zeitschätzungen können folgende Methoden angewendet werden:

- Die Zeiten werden für die jeweilige Aktivität von gleich qualifizierten jedoch von ihrer Einstellung zu Terminvoraussagen unterschiedlich zu beurteilenden Mitarbeitern unabhängig voneinander ermittelt. Wählt man für diese Zeitschätzungen nur je einen Mitarbeiter aus, so erhält man in den meisten Fäl-

len drei verschiedene Zeitangaben, so daß a, m und b sofort vorliegen.
- Für die Durchführung der drei Zeitschätzungen werden eine Anzahl Mitarbeiter, die die jeweilige Tätigkeit beurteilen können, beauftragt, so daß aus einer Vielzahl von Zeitschätzungen die Mittelwerte für a, m und b gebildet werden.

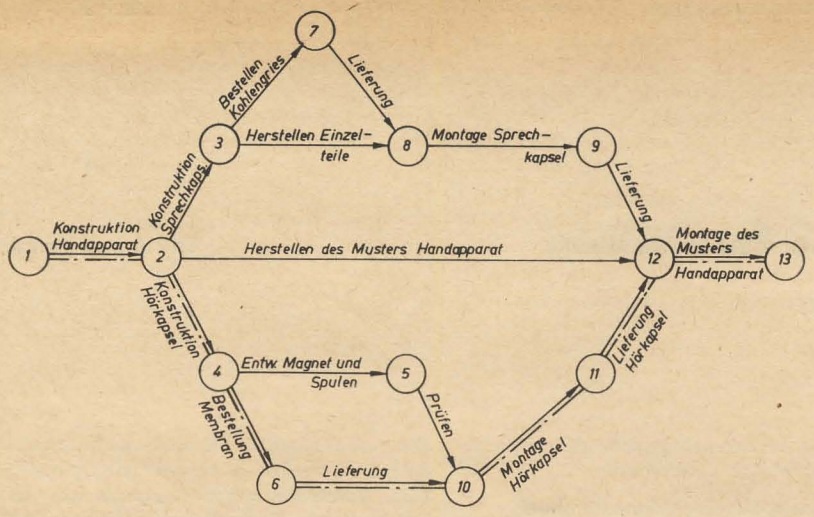


Bild 7: Netzwerk der F/E-Bearbeitung eines Fernsprechapparates (- . - . - . = Kritischer Weg)

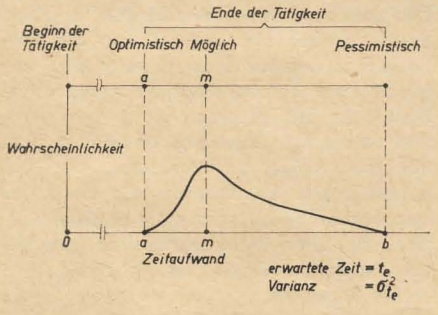
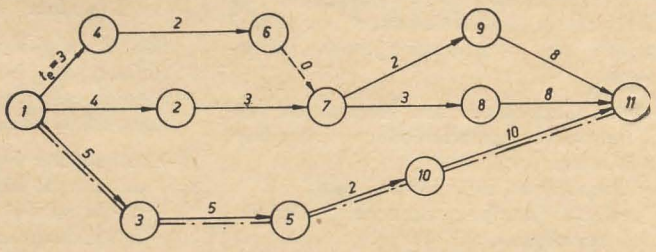


Bild 8: Schätzung der Zeitverteilung (Betaverteilung)

Bild 9: Beispiel für die Berechnung von T_E und T_L. Die Zahlen auf den Aktivitätspfeilen stellen die angenommenen te-Zeiten dar, - . - . - . = Kritischer Weg



- Die drei Zeiten sind vom jeweiligen für die Aktivität verantwortlichen Bearbeiter allein einzuschätzen.

Welche Methode anzuwenden ist, ist von der Art der Aufgabe, der Anzahl der Mitarbeiter und vom Schwierigkeitsgrad der Tätigkeit abhängig. In allen Fällen ist jedoch über die ermittelten Zeiten vor Aufnahme z. B. in die Datenübersicht zur Berechnung im Rechenautomaten in dem Bearbeitungskollektiv darüber zu beraten. Durch die rechtzeitige Einbeziehung des Kollektivs in die zukünftige „Planbeauflagung" wird das z. T. noch ungesunde Verhältnis zwischen F- und E-Bearbeiter und der Planung verbessert. Die Qualität der Planung wird dadurch erhöht.

Ermittlung der aktivitätsorientierten Größen

Aus den drei Zeitschätzungen wird unter Annahme der „Betaverteilung" als Wahrscheinlichkeitsverteilung für jede Aktivität die wahrscheinlichste Aktivitätsdauer te ermittelt. Praktische Erfahrungen haben folgende Näherungsgleichung zur Ermittlung von te bestätigt:

$$te = \frac{a + 4m + b}{6}$$

Bild 8 zeigt die Schätzung der Zeitverteilung unter Annahme der Betaverteilung [4].

Zu den aktivitätsorientierten Größen gehört weiterhin die Varianz σ^2. Sie gibt die mittlere quadratische Abweichung der Gesamtverteilung an, d. h., die Streuung der wahrscheinlichsten Zeit te vom Normalwert.

Die Varianz errechnet sich durch folgende Näherungsgleichung:

$$\sigma^2_{te} = \left(\frac{b - a}{6}\right)^2$$

Auf der Grundlage der aktivitätsorientierten Größen werden die Ereigniszeiten errechnet.

Ermittlung der ereignisorientierten Größen

Die PERT bezieht ihre Aussage auf die Ereignisse. Wie bereits erläutert, werden die Zeitstrecken im Netzwerk – die „Aktivitäten mit Zeitintervall" – durch das „Ereignis" der Fertigstellung, einem Zeitpunkt, abgeschlossen. Um ein Netzwerk berechnen zu können, werden deshalb auch ereignisbezogene Größen benötigt, die sich aus den aktivitätsorientierten Grunddaten ableiten lassen.

Es sind dies:

- die frühestmögliche Ereigniszeit T_E
- die spätestmögliche Ereigniszeit T_L
- die Varianzen $\sigma^2 T_E$ und $\sigma^2 T_L$
- die Pufferzeit $T_D = T_L - T_E$ und
- die Pufferzeitwahrscheinlichkeit P.

Es wird unterstellt, daß die Berechnungsmöglichkeiten elektronischer Rechenautomaten in Anspruch genommen werden, wo die hier beschriebenen Rechengänge bei größeren Netzwerken manuell nicht durchgeführt werden können.

T_E und T_L werden nach folgenden Grundsätzen ermittelt:

T_E in progressiver Rechnung, d. h., ausgehend vom Startereignis werden die einzelnen te-Zeiten addiert, bis der frühestmögliche Endtermin erreicht ist. An Netzverzweigungen geht grundsätzlich der Zweig mit der längsten Dauer in die Rechnung ein.

T_L errechnet sich retrograd, d. h., vom ermittelten Fertigstellungszeitpunkt nach T_E werden die ermittelten te-Zeiten subtrahiert, bis das Startereignis erreicht ist. Hier geht bei Verzweigungen jeweils die kürzeste Wegstrecke in die Rechnung ein.

Als vereinfachtes Beispiel diene das Netzwerk nach Bild 9, das in Tabelle 2 ausgewertet wurde.

Die Differenz T_L und T_E ergibt die als T_D ausgewiesene Pufferzeit. Pufferzeiten stellen Kapazitätsreserven dar, über die zur Sicherung des Gesamtvorhabens verfügt werden kann. Aus Tabelle 2 kann in der Spalte T_D der Verlauf des „kritischen Weges" entnommen werden. Er verläuft entlang der Ereignisse, die aus ihrem Zeitverlauf keine Pufferzeit zur Verfügung haben, d. h., wo $T_D = 0$ ist. Verzögerungen selbst von geringfügigem Ausmaß zwischen pufferfreien Ereignissen beeinträchtigen den Gesamtablauf und wirken sich auf die Erreichung des Endtermins negativ aus. Ist $T_D > 0$, so kann noch von der Ereigniszeit ohne Gefährdung des Abschlußtermins abgewichen werden.

Da die Zeitschätzungen mit Unsicherheitsfaktoren behaftet sind, wird für jede Ereigniszeit T_E, T_L eine Varianz ermittelt, die aussagt, wie weit T_E und T_L vom Mittelwert abweichen ($\sigma^2 T_L$, $\sigma^2 T_E$).

Ausgehend von der ermittelten Pufferzeit für das jeweilige Ereignis wird die Pufferzeitwahrscheinlichkeit P ermittelt. Sie errechnet sich aus dem Quotienten

$$X = \frac{T_L - T_E}{\sqrt{\sigma^2 T_E + \sigma^2 T_L}}$$

Tabelle 2: Auswertung des vereinfachten Netzwerks nach Bild 9

j	T_E	T_L	$T_L - T_E = T_D$
1	0	0	0
2	4	9	5
3	5	5	0
4	3	10	7
5	10	10	0
6	5	12	7
7	7	12	5
8	10	14	4
9	9	14	5
10	12	12	0
11	22	22	0

und nach einer speziellen Verteilungsfunktion, deren Werte in Tabelle 3 angegeben werden:

$$P = \Phi(X) \text{ in Prozent}$$

Die Pufferzeitwahrscheinlichkeit P ist die aussagekräftigste Größe der PERT-Methode. Sie gibt dem Themenverantwortlichen darüber Auskunft, mit welcher prozentualen Wahrscheinlichkeit der errechnete Termin realisiert wird.

Die Ereigniszeiten T_E und T_L können auch über eine Matrix berechnet werden. Diese Berechnungsmethode hat den Vorteil, daß die Fehlerwahrscheinlichkeit verringert wird und daß aus der Matrix neben den T_E- und T_L-Werten mit den dazugehörigen Varianzen sich der Verlauf des kritischen Weges und die auftretenden Pufferzeiten ergeben. Sie ist u. a. von *Bernicke* ausführlich beschrieben worden [5].

Netzwerkanalyse

Die Netzwerkanalyse dient der Auswertung des kritischen Weges, der Umverteilung der Pufferzeiten zur optimalen Gestaltung des Planes bzw. der Ermittlung der Ursachen bei Nichteinhaltung des festgelegten Endtermins und der Festlegung zielgerichteter Maßnahmen.

Dem Leiter werden Kapazitätsreserven zur Umverteilung an kritische Stellen angezeigt.

Erfahrungsgemäß liegen nur etwa 10–15% der Aktivitäten auf dem kritischen Weg. Der Themenverantwortliche kann deshalb sein Augenmerk auf diese für den Endtermin entscheidenden Ereignisse lenken. Der Wirkungsgrad der Leitungsarbeit wird erhöht.

Aus der erläuterten Berechnung der Pufferzeit T_D und der Pufferzeitwahrscheinlichkeit P kann der Grad der Wahrscheinlichkeit abgeleitet werden, mit dem der vorausberechnete Termin eingehalten wird. So lange $T_L - T_E$ einen positiven Wert ergibt, kann auch in der Tabelle 3 für die Werte der Verteilungsfunktion für positive X-Werte ein $\Phi(X)$ bzw. ein P-Wert (in %) zwischen 50 und 100 entnommen werden. Die Wahrscheinlichkeit, daß der errechnete oder vorgegebene Termin tatsächlich eingehalten wird, liegt also zwischen 50% und 100% (Sicherheit). Kann der über T_E ermittelte Endtermin aus irgendwelchen Gründen (z. B. Exportverpflichtungen!) nicht anerkannt werden und wird für die Errechnung von T_L von einem früheren Endtermin ausgegangen, so ergeben sich für eine Anzahl der Ereignisse negative T_D-(Puffer-)Zeiten. Daraus ergeben sich ebenfalls negative Werte für X, so daß in der Tabelle 3 für $\Phi(X)$ nur Werte zwischen 0,5 und 0,0 entnommen werden können und P folglich nur zwischen 50 und 0% schwankt. Die Wahrscheinlichkeit, den geforderten Termin zu erfüllen, ist damit sehr gering.

In diesen Fällen ist vor Beginn der Arbeiten – entweder für die Komplexaufgabe oder für einzelne Aktivitäten – durch geeignete Maßnahmen der Termin sicherer zu gestalten bzw. er kann nicht anerkannt werden.

Netzwerke – auch Teilnetzwerke – mit Wahrscheinlichkeitsaussagen für eine Terminerfüllung unter 60% sollten nicht zur Bearbeitung freigegeben werden.

Die Kontrollphase

Die PERT-Methode ermöglicht mit relativ geringem Aufwand eine ständige Ablaufkontrolle besonders dann, wenn die Daten für die einzelnen Aktivitäten und Ereignisse zur Auswertung im Elektronenrechner vorbereitet sind und nur noch die Abweichungen neu eingearbeitet werden müssen.

Die eigentliche Terminkontrolle sollte im allgemeinen 14tägig als „Fortschrittskontrolle" unter Beachtung der Gesamtbearbeitungsdauer des Themas durchgeführt werden. Als Methode ist die Konsultationsform, d. h., die Befragung der Tätigkeitsverantwortlichen direkt am Arbeitsplatz der F/E-Bearbeiter durch die Entwicklungsplaner zu wählen. Dadurch wird der Themenbearbeiter am wenigsten durch administrative Arbeiten belastet.

In Auswertung der Ergebnisse der Fortschrittskontrolle sind die Ursachen der Abweichungen von den geplanten Zeiten und Terminen statistisch zu erfassen und zu analysieren.

Durch die periodische Korrektur der Zeitdauer für die einzelnen Tätigkeiten entsprechend den jeweiligen Bedingungen wird die Ungenauigkeit der Zeitschätzungen weiter eingeschränkt.

Die Netzwerkmethode nur für die Aufstellung der Abläufe und zur besseren Erkennung der objektiven Verknüpfungen zu verwenden, ohne sie auch in der Kontrollphase einzusetzen, würde die Summe des notwendigen Arbeitsaufwandes nicht rechtfertigen. Erst in der Kontrollphase wird die Überlegenheit der neuen Methode gegenüber herkömmlichen Methoden voll sichtbar.

Grenzen der Anwendung der Netzwerktechnik

In unseren Forschungs- und Entwicklungsstellen sowie Instituten gibt es noch eine gewisse Scheu, diese fortschrittliche Methode der Planung und Kontrolle bei der Durchführung von Forschungs- und Entwicklungsaufgaben anzuwenden.

Liegt dies an der vermutlichen zusätzlichen „Belastung" oder gibt es andere Gründe?

Der Hauptgrund besteht u. E. darin, daß es in der Etappe der Themenvorbereitung tatsächlich einen zusätzlichen Arbeitsaufwand bei der gründlichen Ausarbeitung der detaillierten Arbeitsetappen und der zeitlichen Zuordnung gibt, der mit den „planmäßig" vorgesehenen Arbeitskräften und mit der dafür geplanten Vorbereitungszeit nicht immer bewältigt werden kann. Nur diesen besonders in der Planungsphase entstehenden Mehraufwand als einziges Maß für die Beurteilung der Wirtschaftlichkeit der PERT-Methode zugrunde zu legen, wäre unwissenschaftlich, weil die Methode aus dem Zusammenhang herausgelöst betrachtet wird, genauso wie es unwissenschaftlich wäre, die Etappe der Themenvorbereitung losgelöst von der Gesamtentwicklung zu betrachten.

Tabelle 3: Werte der Verteilungsfunktion $\Phi(X)$

X	$\Phi(X)$	X	$\Phi(X)$
— 0,0	0,5000	0,0	0,5000
— 0,1	0,4602	0,1	398
— 0,2	207	0,2	793
— 0,3	0,3821	0,3	0,6179
— 0,4	445	0,4	554
— 0,5	085	0,5	915
— 0,6	0,2743	0,6	0,7257
— 0,7	420	0,7	580
— 0,8	119	0,8	881
— 0,9	0,1841	0,9	0,8159
— 1,0	587	1,0	413
— 1,1	357	1,1	643
— 1,2	151	1,2	849
— 1,3	0,0968	1,3	0,9032
— 1,4	808	1,4	192
— 1,5	668	1,5	332
— 1,6	548	1,6	452
— 1,7	446	1,7	554
— 1,8	359	1,8	641
— 1,9	287	1,9	713
— 2,0	228	2,0	772
— 2,1	179	2,1	821
— 2,2	139	2,2	861
— 2,3	107	2,3	893
— 2,4	082	2,4	918
— 2,5	062	2,5	938
— 2,6	047	2,6	953
— 2,7	035	2,7	965
— 2,8	026	2,8	974
— 2,9	019	2,9	981
— 3,0	013	3,0	987

Es wird heute fast allgemein zugegeben, daß der im Verhältnis zu früher höher geplante Arbeitsaufwand in den Arbeitsstufen K0 bis K2 und der feste Bestandteil „Eröffnungsantrag" in dieser Etappe in den folgenden Arbeitsstufen nicht nur aufgeholt wird, sondern zur Verminderung des sonst üblichen Gesamtaufwandes führt.

Dazu muß in Zukunft auch die neue Planungsmethode PERT gehören. Der größere Aufwand in der Planungsphase wird durch geringeren Kontrollaufwand aufgewogen und zur Einsparung von Arbeitszeit in vielen Ebenen, besonders aber in der Leitungsarbeit führen.

Die Netzwerkplanung als neue Methode ist und bleibt natürlich ein Hilfsmittel; sie stellt keineswegs ein Allheilmittel für die Erreichung des wissenschaftlich-technischen Höchststandes dar. Das Hilfsmittel ist aber nur dann Hilfe, wenn auch in allen anderen Ebenen der Forschungs- und Entwicklungsarbeit eine qualitativ höhere Stufe erreicht wird.

Dazu gehören:

- Arbeit mit Zeit- und Kostenrichtwerten
- Wissenschaftlicher Meinungsstreit bei der Ausarbeitung von Eröffnungsanträgen
- Durchführung von Weltstandsvergleichen für Geräte und Verfahren
- Rationelle Organisation in der Abrechnung der Leistungen
- Verbesserung der Informations- und Dokumentationsarbeit
- Einführung der wirtschaftlichen Rechnungsführung in den Instituten
- Verbesserung der Arbeit mit ökonomischen und materiellen Hebeln

Es ist allerdings nicht zweckmäßig, ein

Thema auch nur für ein Experiment auszuwählen, das unkompliziert und wenig verflochten ist und nur in einer Abteilung bzw. im eigenen Institut bearbeitet wird. Bei solchen Themen würde die Wirksamkeit der Methode nicht demonstriert werden und sich nur als zusätzliche Belastung der Forschungs- und Entwicklungsarbeit auswirken.

Die Anzahl der Aktivitäten, der Grad der überbetrieblichen Verflechtung, die Höhe des Themenaufwandes sowie die volkswirtschaftliche Bedeutung der Aufgabe sind ausschlaggebend für die Grenze der Anwendbarkeit der PERT-Methode.

Aus den bisherigen Erfahrungen ist zu schließen, daß für Aufgaben, die sich in mehr als 100 Aktivitäten untergliedern und Arbeiten der Entwicklung von Konstruktionen (K-Entwicklungen) zum Inhalt haben, die Netzwerktechnik bereits erfolgreich angewendet werden kann.

Alles Neue setzt sich nur im Kampf gegen das „Althergebrachte" durch. Wie wirkungsvoll, d. h., in welcher Zeit, mit welchem Aufwand welche Ergebnisse mit der neuen Methode vorliegen werden, hängt entscheidend von der Einstellung der mit PERT Arbeitenden ab. Neue Wege schließen immer bestimmte Risiken ein. Das ist so bei der Anwendung neuer physikalischer Effekte oder technologischer Verfahren, das ist so auch bei der Anwendung neuer Planungs- und Leitungsmethoden. So wie bei der Entwicklung von Schaltungen zwischen Berechnung, Schaltungsaufbau und Messung der Ergebnisse ein objektiver Zusammenhang besteht und Veränderungen den Kreislauf erneut beginnen lassen, so ist es auch bei der Arbeit mit Planungs- und Entscheidungsmodellen wie der Netzwerkmethode. Sie läßt sich nur schnell und wirkungsvoll anwenden, wenn das notwendige Wechselverhältnis zwischen Theorie und Praxis hergestellt ist.

Literatur

[1] Planmethodik 1964, Plan Neue Technik, Anlage A, S. 10

[2] Autorenkollektiv: Netzwerktechnik – eine neue Methode der Planung und Kontrolle. Die Wirtschaft Nr. 7 (1965), Beilage

[3] Autorenkollektiv: Netzwerktechnik – eine neue Methode der Planung und Kontrolle. Die Wirtschaft 7 (1965), Beilage S. 4–10

[4] Kraus, W.: Über die Terminplanung großer Entwicklungsvorhaben. Unternehmensforschung, Würzburg 1963, S. 158

[5] Bernicke, H.: Die Planung von Forschungs- und Entwicklungsaufgaben einschließlich der zur Überleitung in die Fertigung notwendigen Mechanisierungs- und Automatisierungsmaßnahmen mit Hilfe der Methode des kritischen Weges. Nachrichtentechnik 15 (1965), H. 11, S. 409 bis 412, und H. 12, S. 449–454

[6] Karg, D.: Die Netzplantechnik, eine neue Methode zur Planung und Kontrolle der unterschiedlichsten Probleme. RFT-Mitteilungen aus dem Bereich der VVB Rundfunk und Fernsehen 3 (1965) H. 5, S. 1–19

Die meteorologischen Ursachen morgendlicher Feldstärkeänderungen auf 3300 und 1100 MHz

CHR. HÄNSEL

Auf einer vom Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt betriebenen Richtfunkstrecke zwischen Calau und Kolberg b. Königs Wusterhausen (Entfernung 56 km; optischer Sichtbereich) auf der Frequenz 3300 MHz [1] treten häufig um die Zeit nach Sonnenaufgang markante Anstiege der Empfangsfeldstärke auf. Die Feldstärke steigt oft um mehr als 20 dB innerhalb einer halben Stunde an, um sich nach einem kurzzeitigen Maximum auf eine stabile Tagesausbreitung einzustellen. Gleichzeitig zu diesem Effekt tritt auf der Strecke Radebeul-Kolberg mit 1100 MHz und einer Entfernung von 125 km, bei der der Empfangsort jenseits des Horizontes liegt, umgekehrt, aber auch nach kurzzeitigem Maximum, eine Abnahme der Empfangsfeldstärke ein. Ein Beispiel typischer Feldstärkeregistrierungen solcher Fälle zeigt Bild 1. Im Laufe des Jahres 1963 erscheinen diese Effekte auf den genannten beiden Meßstrecken mit den in Tabelle 1 angegebenen Häufigkeiten:

Die Tageszeit des Einsatzes der Feldstärkeänderungen und die Häufungen in den Sommermonaten lassen erwarten, daß es sich um eine Auswirkung starker Änderungen im Vertikalaufbau der unteren Atmosphärenschichten längs des Übertragungsweges handelt, verursacht durch die Auflösung der nächtlichen Inversion des vertikalen Temperaturverlaufs in den bodennahen Luftschichten infolge zunehmender Sonneneinstrahlung. Die größeren Häufigkeiten der morgendlichen Feldstärkeeffekte auf der Strecke mit Überreichweite zeigen deren empfindliche Reaktion auf Änderungen der atmosphärischen Refraktionsverhältnisse in der troposphärischen Grundschicht, während die morgendlichen Feldstärkemaxima bei Ausbreitung innerhalb des optischen Sichtbereiches offenbar von einer ganz speziellen Feinstruktur im Atmosphärenaufbau herrühren. Im folgenden sollen diese Behauptungen bestätigt und der den Feldstärkeeffekt bewirkende Atmosphärenzustand analysiert werden.

Für die hier behandelten Ausbreitungswege sind die meteorologischen Zustände und Vorgänge in den untersten Deka- bis Hektometern der Atmosphäre

Tabelle 1: Häufigkeiten des Auftretens starker morgendlicher Feldstärkemaxima im Jahre 1963

Monat:	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	Jahr
3300 MHz (d = 56 km)	0	0	3	0	2	13	7	5	4	2	1	1	38
1100 MHz (d = 125 km)	1	0	9	6	11	18	18	12	13	4	3	2	97

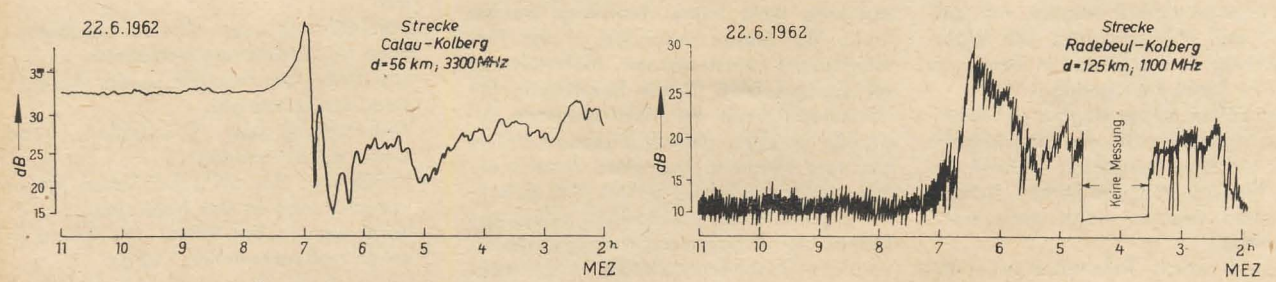


Bild 1: Beispiele starker morgendlicher Feldstärkeänderungen

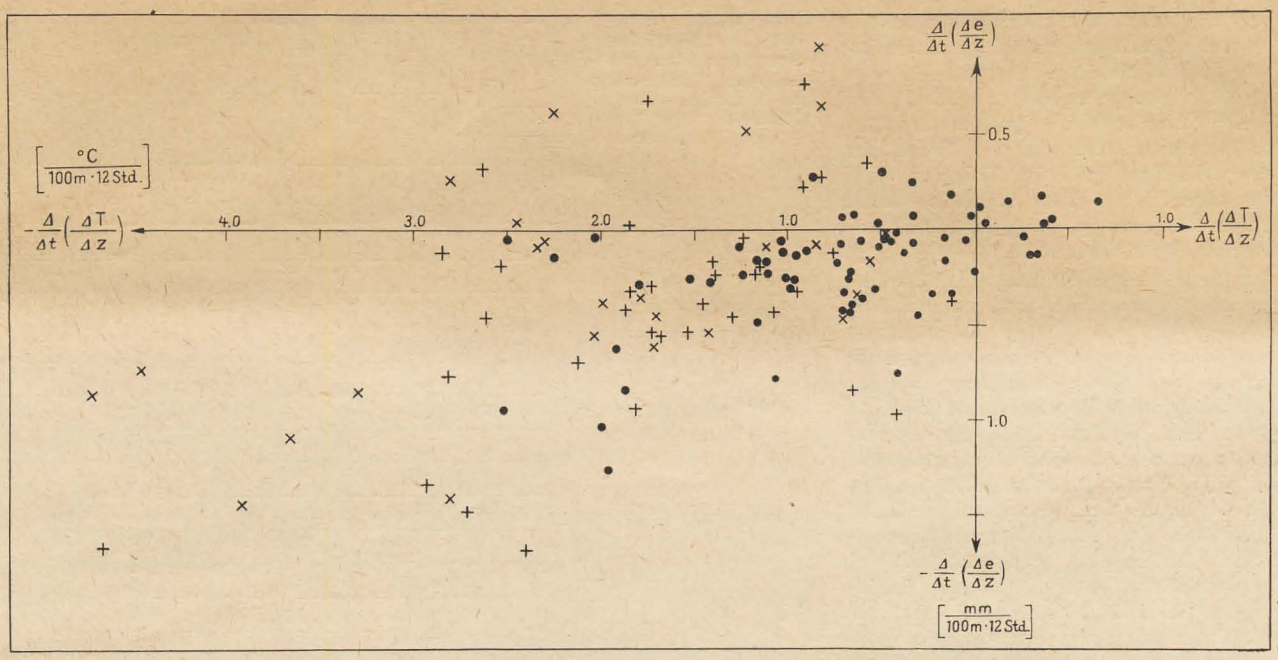


Bild 2: Die Änderungen der vertikalen Temperatur- und Wasserdampfdruckgradienten in der unteren Troposphäre über Lindenberg zwischen 00^h und 12^h bei Existenz starker morgendlicher Feldstärkeänderungen auf den Strecken Calau–Kolberg und Radebeul–Kolberg (+), nur auf der Strecke Radebeul–Kolberg (×) und ohne diesen Effekt auf beiden Strecken (·)

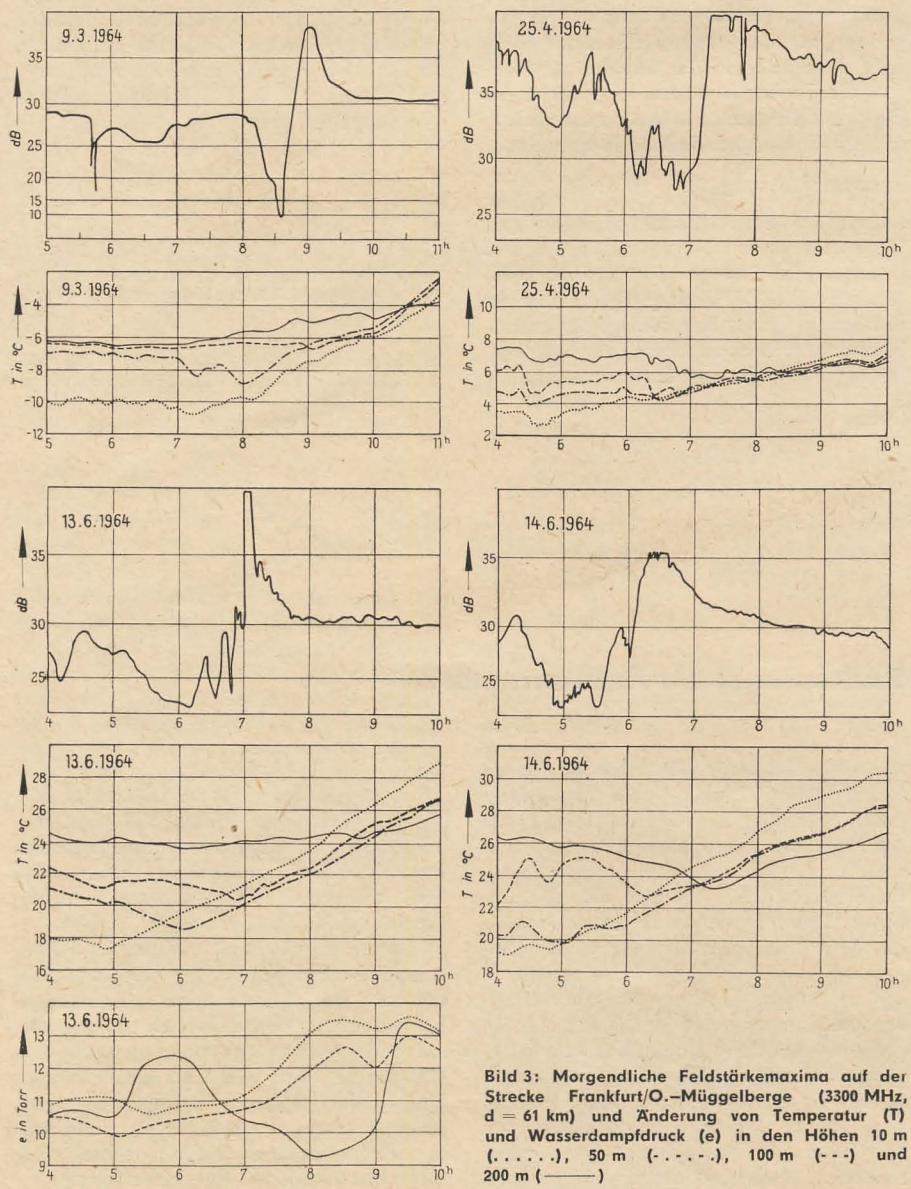


Bild 3: Morgendliche Feldstärkemaxima auf der Strecke Frankfurt/O.–Müggelberge (3300 MHz, d = 61 km) und Änderung von Temperatur (T) und Wasserdampfdruck (e) in den Höhen 10 m (. . . . .), 50 m (- - - - .), 100 m (- - -) und 200 m (———)

von Bedeutung, deren genaue Analyse spezielle aerologische Messungen zur Voraussetzung hat. Für 1963 stehen zu einer Prüfung des Zusammenhanges nur die Radiosondenaufstiege des in der Nähe von Kolberg gelegenen Observatoriums Lindenberg zur Verfügung. Infolge der relativ großen Steiggeschwindigkeit der Radiosonden in Verbindung mit der Trägheit der Meßfühler liefern diese Messungen keine Angaben über die Feinstruktur der untersten Schicht der Troposphäre. Man könnte erwarten, daß statistisch ein Zusammenhang zwischen dem Auftreten der beschriebenen Feldstärkeänderungen und starken Änderungen des vertikalen Temperatur- und Dampfdruckgefälles zu finden ist. Bestimmt man letztere aus Bodenwert und erstem markanten Punkt der aerologischen Messungen und berechnet die Änderungen der Gradienten $\Delta/\Delta t\,(\Delta T/\Delta z)$ und $\Delta/\Delta t\,(\Delta e/\Delta z)$ zwischen 00^h und 12^h, so ergeben die Tage mit dem Effekt der Feldstärkeänderung und die benachbarten Tage ohne diesen Effekt eine Zuordnung dieser beiden Gradientänderungen, wie sie im Bild 2 dargestellt ist. Bei zu erwartender großer Streuung zeigt sich eine relative Häufung der kräftigen morgendlichen Feldstärkeänderungen, wenn sich der vertikale Temperaturgradient stark ändert, also wenn eine Bodeninversion abgebaut wird. Eine roh angenäherte Regressionsbeziehung zwischen diesen Änderungen der vertikalen Temperatur- und Wasserdampfdruckgradienten hat die Form

$$\frac{\Delta}{\Delta t}\left(\frac{\Delta e}{\Delta z}\right) = \frac{1}{4}\frac{\Delta}{\Delta t}\left(\frac{\Delta T}{\Delta z}\right) + \frac{1}{8}$$

Da nach der Beziehung zwischen dem vertikalen Gradienten des Brechungsindex und den meteorologischen Zustandsgrößen (s. u. a. [2]) das vertikale Dampfdruckgefälle mit vierfachem Gewicht

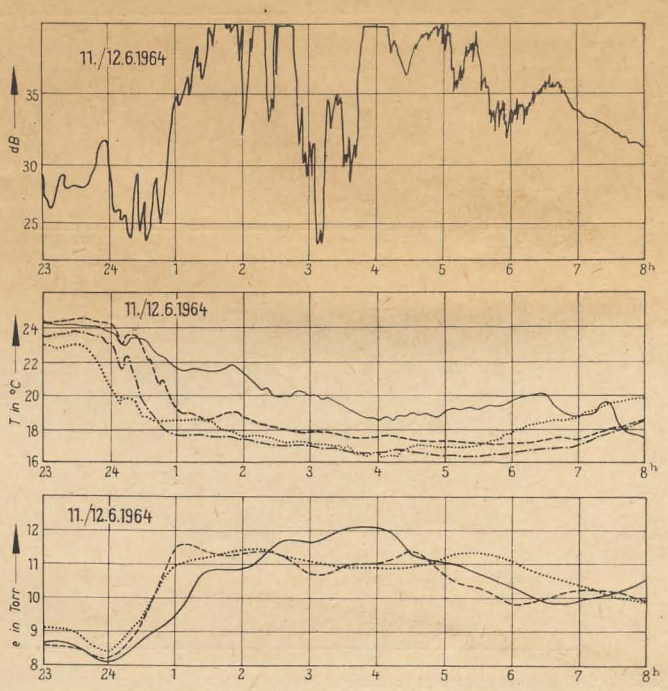
gegenüber dem Temperaturgefälle auf die Refraktion wirkt und mit entgegengesetztem Vorzeichen eingeht, ergibt sich hier im Mittel eine geringe Abschwächung der Gradienten des Brechungsindex. Das entspricht den Erwartungen auf Grund der morgendlichen Feldstärkerückgänge auf der Strecke mit Überreichweite, liefert aber noch keine Erklärung der Feldstärkemaxima des Nahbereiches.

Aus dem Jahre 1964 stehen Temperaturregistrierungen aus verschiedenen Höhen (bis 200 m) zur Verfügung, die an einem Funkturm in Königs Wusterhausen mit einer Anlage des Meteorologischen Dienstes der DDR gewonnen worden sind. Die dort gemessene Vertikalstruktur der bodennahen Atmosphäre kann als repräsentativ für eine Teststrecke angesehen werden, die in diesem Jahr zwischen Frankfurt/Oder und den Müggelbergen im optischen Sichtbereich (Entfernung 61 km) wieder auf der Frequenz 3300 MHz betrieben wurde. Im Bild 3 sind zu einigen ausgewählten Beispielen morgendlicher Feldstärkeanstiege die Temperaturverläufe in vier Höhenstufen (10, 50, 100 und 200 m) aufgetragen. Diese Temperaturdarstellungen sind direkt den Registrierungen entnommen, wobei lediglich die Temperaturskala linearisiert wurde. Daraus ergibt sich, daß das morgendliche Feldstärkemaximum dann auftritt, wenn die vom Boden ausgehende Erwärmung die Höhe um 100 m erfaßt. Bild 4 zeigt ein Beispiel eines gleichen Feldstärkeeffektes im Zusammenhang mit einem nächtlichen Luftkörperwechsel. Wenngleich die Ursachen hier in advektiven Vorgängen liegen, rufen sie doch Änderungen der atmosphärischen Feinstruktur hervor, die den morgendlichen Zustandsänderungen ähnlich sind und sich auch entsprechend auswirken.

Für diesen Zeitabschnitt (11./12. 6. 1964) und für den 13. 6. 1964 liegen zusätzlich Registrierungen der Luftfeuchte vor. Die daraus bestimmten Größen des Wasserdampfdruckes sind in den Bildern 3 und 4 unter den entsprechenden Temperaturregistrierungen ebenfalls mit dargestellt. Die hohen Empfangsfeldstärken setzen dann ein, wenn sich das Vorzeichen des vertikalen Wasserdampfdruckgradienten zwischen 100 und 200 m Höhe umkehrt, im Falle der morgendlichen Effekte hervorgerufen durch eine Zunahme des Wasserdampfes mit fortschreitender Erwärmung vom Boden her oder (und) Austrocknung in der Höhe durch Absinkbewegung.

Die hier aufgezeigten meteorologischen Vorgänge erzeugen eine Sprungschicht mit hohem Betrag des Refraktionsvermögens, die sich mit zunehmender Erwärmung vom Boden abhebt und in einer Höhe von etwa 100 m über Grund (unter den Verhältnissen der hier untersuchten Meßstrecke) offenbar über partielle Reflexion zur Erhöhung der Empfangsfeldstärke beiträgt. Wie das Beispiel des Bildes 4 zeigt, können advektiv bedingte Zustandsänderungen zu gleicher Wirkung führen, sofern sich dadurch eine entsprechende Struktur der unteren Atmosphärenschichten ergibt. Die von Kühn [1] beschriebenen gleichartigen Feldstärkeänderungen im Zusammenhang mit Gewittern auf der Meßstrecke sind ebenfalls durch eine solche Struktur zu erklären, die durch die Ausbreitung der in der Gewitterzelle produzierten wasserdampfreichen Kaltluft am Erdboden entsteht.

Bild 4: Advektiv verursachte Feldstärkeänderungen und Änderungen von Temperatur und Wasserdampfdruck (Meßstrecke und Symbolik wie im Bild 3)



Zusammenfassung

Anhand von meteorologischen Messungen in verschiedenen Höhen bis zu 200 m wird gezeigt, daß morgendliche Feldstärkemaxima (3300 MHz, d = 61 km) mit der Auflösung einer Bodeninversion zusammenhängen und zu dem Zeitpunkt auftreten, in dem die vom Boden ausgehende Erwärmung die Höhe um 100 m erreicht. Durch advektive Vorgänge oder Gewitter können gelegentlich gleiche Strukturen der unteren Atmosphäre verursacht und damit entsprechende Feldstärkeänderungen ausgelöst werden.

Literatur

[1] Kühn, U.: Die Ausbreitungsbedingungen an der Richtfunkstrecke Calau-Kolberg (56 km) bei 3300 MHz. Techn. Mitt. RFZ 7 (1963), S. 71–77

[2] Doluchanow, M. P.: Die Ausbreitung von Funkwellen. Verl. Technik, Berlin, 1956

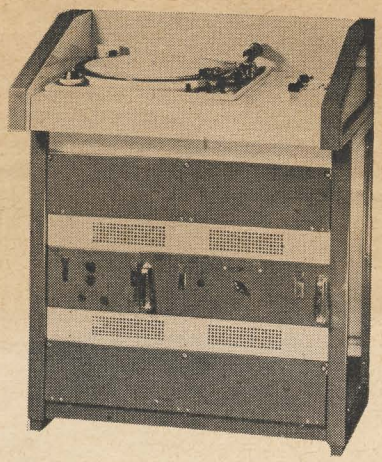
Rückspiegel als Autoantenne?

Immer wieder werden Rückspiegel, die mit einem Isolierfuß und einem Empfängeranschlußkabel ausgestattet sind, als Autoantennen angeboten. Solche Antennen können nur einen viel schlechteren Rundfunkempfang bringen als die üblichen Stabantennen, weil sie viel niedriger sind. Das verzerrte Feld in der Umgebung des Kraftwagens ist zudem in sehr geringem Abstand von der Metallkarosserie noch viel schwächer als in größerem Abstand. Dadurch ist die Rückspiegelantenne noch zusätzlich benachteiligt. Es ist unmöglich, diese Mängel z. B. durch im Spiegelfuß eingebaute Hilfsmittel auszugleichen. Die westdeutsche Firma Richard Hirschmann führte Vergleichsmessungen mit einer 1,4 m langen Stabantenne und einer angeblich besonders guten Rückspiegelantenne durch, die das erwartete Ergebnis brachten. Beide Antennen waren vorn links an einem Personenwagen angebracht.

Im Mittelwellenbereich lieferte die Rückspiegelantenne 8% bis 1‰ (22 bis 60 dB) der an der Stabantenne gemessenen Spannung. Im UKW-Bereich waren die mit den gleichen Antennen gemessenen Differenzen zwar nicht so groß wie im Mittelwellenbereich, aber sie lassen doch deutlich erkennen, daß der Empfang mit der Rückspiegelantenne im Mittel viel schlechter ist als mit der Stabantenne.

Ungarische Ausstellung in Berlin

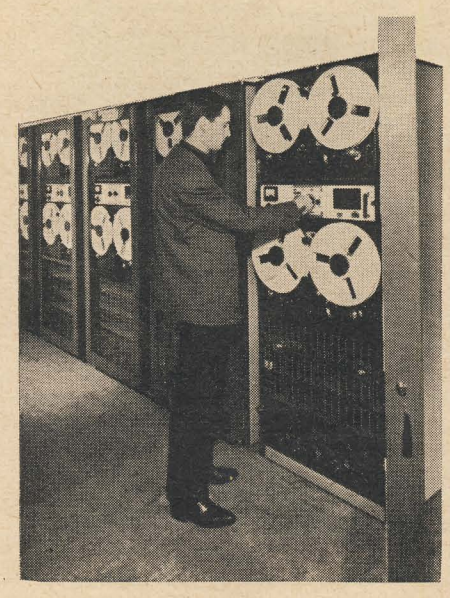
Das ungarische Außenhandelsunternehmen für fernmeldetechnische und feinmechanische Erzeugnisse Elektroimpex veranstaltete in Berlin vom 16. bis 25. Oktober eine Ausstellung. Der nachfolgende Bericht vermittelt einen kleinen Überblick über die gezeigten Erzeugnisse, die allgemeines Interesse fanden.



Studioplattenspieler SL 911

Mehrkanaltonbandanlage SHR 16

Die Mehrkanaltonbandanlage Typ SHR 16 ist zur gleichzeitigen Aufnahme von voneinander unabhängigen Rundfunk- oder Ferngesprächen geeignet. Das Gerät wird vornehmlich im Luftverkehr, bei Nachrichtenagenturen, im meteorologischen Dienst, beim Eisenbahn- und Schiffsverkehr usw. eingesetzt. Infolge des ständigen Betriebes wird zum Rückhören eine besondere Abspieleinheit verwendet.
Der Aufnahmeteil der Einrichtung wurde mit einem gesonderten Zeitzeichengeber ausgestattet, der den Aufnahmezeitpunkt des registrierten Materials durch ein Morsezeichencode des genauen Aufnahmezeitpunktes auswertbar macht.



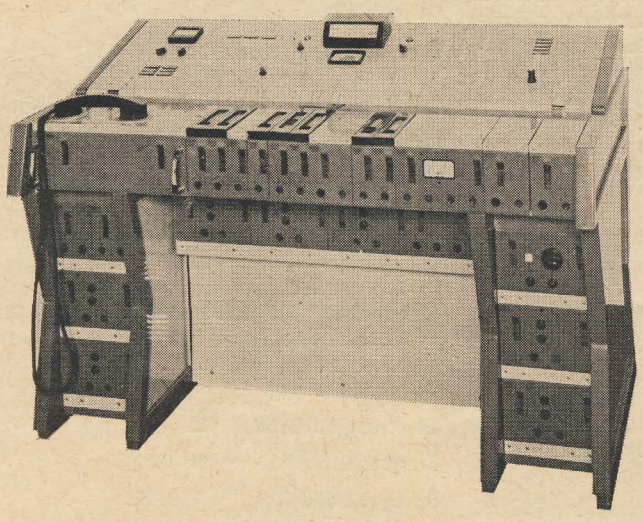
Mehrkanaltonbandanlage SHR 16

Mischpult SA 010

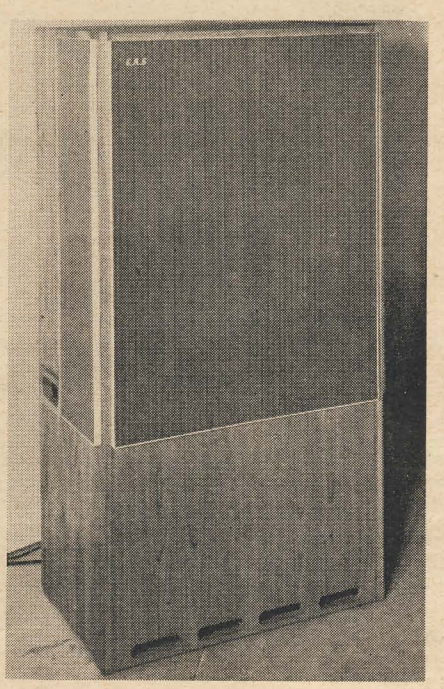
Das Regisseurmischpult SA 010 dient zur Aufnahme von Prosaprogrammen sowie zur Sendung der auf Magnetbänder aufgenommenen fertigen Programme.

Studioplattenspieler SL 911

Der Studioplattenspieler Typ SL 911 arbeitet mit den gleichen Verstärkern, aus denen auch das Mischpult aufgebaut ist. Das Laufwerk ist mit einer Momentbremse ausgestattet. Der ausgewählte Abschnitt kann im erwünschten Augenblick von der Platte in das Programm eingespielt werden.
Das verwendete elektrodynamische und mit einer Diamantnadel versehene Abtastsystem verfügt über entsprechende technische Parameter für die Studiotechnik.
Der Umschaltknopf der drei Geschwindigkeiten 78, 45 und $33^1/_3$ U/min ist mit einem Feinregler zusammengebaut. Der elektronische Teil kann auf Mono- und Stereobetrieb umgeschaltet werden und enthält auch den Stereobalanceregler.



Mischpult SA 010



Abhörschrank SH 020

Stereoverstärker AE-211

Der Stereoverstärker AE-211 mit einer Ausgangsleistung von zweimal 12 W ist zu Mono- und Stereotonverstärkung verwendbar und kann an jede Tonquelle (Tonbandgerät, Rundfunk, Plattenspieler, Mikrofon usw.) angeschlossen werden.

Abhörschrank SH 020

Der Abhörschrank SH 020 ist eine selbst höchste Ansprüche befriedigende Studiomithöreinrichtung. Außer dem Dreikanal-Lautsprechersystem enthält er noch einen Leistungsverstärker von 20 W. Das Lautsprechersystem besteht aus einem Tiefstrahler, acht Mittel- und drei Hochstrahlern.

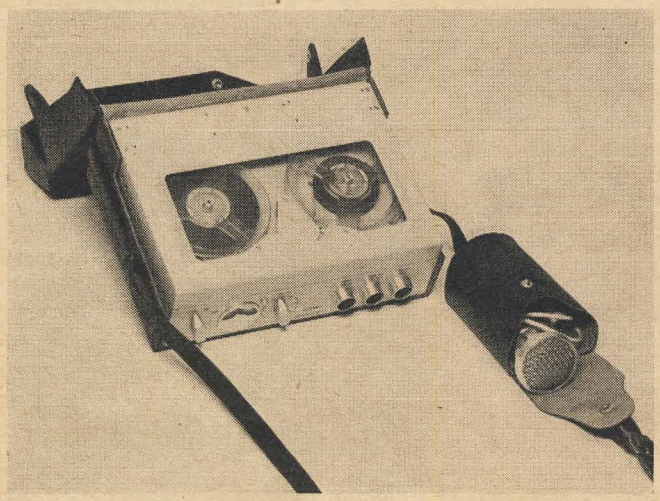
Reportertonbandgerät R-5

Das Reportertonbandgerät R-5 hat die Abmessungen
210 mm × 125 mm × 70 mm.

Seine Masse beträgt zusammen mit dem Lederfutteral, dem Mikrofon und den Batterien insgesamt nur 3,5 kg. Es arbeitet mit einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s. Die maximale Spulenabmessung ist 100 mm, so daß mit einem Doppelspielband eine Aufnahme von 30 Minuten durchführbar ist.

Tonbandgerät STM 6 J

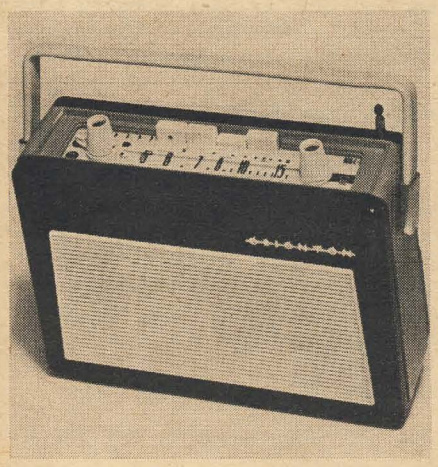
Ebenfalls für den Einsatz im Studio vorgesehen ist das tragbare Tonbandgerät STM 6 J. Infolge des geringen Umfangs kann die Einrichtung transportiert, im Kraftwagen montiert und sowohl aus dem Netz wie auch mit einem 12-V-Akkumulator gespeist werden. Anwendungsgebiete sind: Außenaufnahmen, Universalgerät von Provinzstudios usw. Die Bandgeschwindigkeit beträgt 19,05 und 38,1 cm/s.



Reportertonbandgerät R-5

Fernsehen

Auf dem Fernsehsektor wurden die Fernsehempfänger AT 650 S und AT 550 sowie eine industrielle Fernsehanlage gezeigt, die bereits von der Frühjahrsmesse 1965 in Leipzig her bekannt sind. Eine interessante Neuheit war jedoch eine kleine Fernsehkamera, die an jedes Fernsehgerät im Kurzschlußbetrieb angeschlossen werden kann. Das Gerät, ein Exportschlager, wird auch im zerlegten Zustand geliefert werden (Bausteinweise) und ist relativ einfach zusammenzusetzen.



Transistorkofferempfänger Orionton 1064

Kofferempfänger Orionton 1064

Das Gerät ist mit sieben Transistoren bestückt und gestattet den Empfang von drei AM-Bereichen (L, M, K oder M, 2 × K). Die Stromversorgung erfolgt mit zwei 4,5-V-Flachbatterien oder sechs 1,5-V-Babyzellen. Das Gerät erhielt ein Kunststoffgehäuse mit der Skala nach oben, damit es bei Verwendung im Auto in das Armaturenbrett eingeschoben werden kann. Neben der eingebauten Ferritantenne für Lang- und Mittelwelle besitzt das Gerät noch eine ausziehbare Teleskopantenne für den Kurzwellenbereich.

Kurzwellenempfänger ML-1000

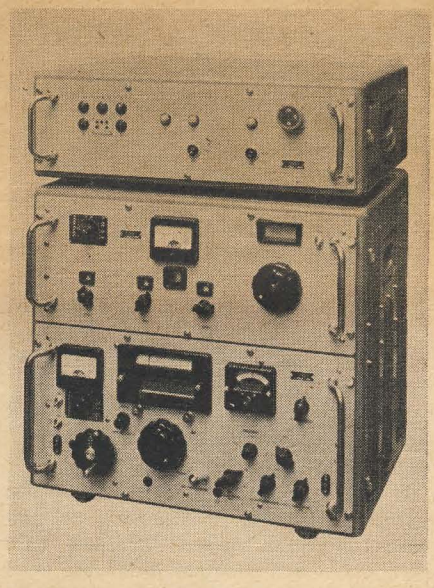
Es handelt sich um einen Verkehrsempfänger der Klasse I von großer Stabilität. Der Empfänger arbeitet im Frequenzbereich von 1,5···30 MHz und gestattet den Empfang von Telegrafie- und Telefoniesendungen. Suchempfang und Empfang bestimmter Frequenzen sind möglich. Es können Sender mit folgenden Betriebsarten empfangen werden: A_1, A_2, A_3, F_1 und mit entsprechenden Zusatzgeräten A_4, A_{3a}, A_{3b}, F_4, F_6.

Spiegelselektivität: bei $\leqq$ 24 MHz 70 dB
bei $\geqq$ 24 MHz 50 dB

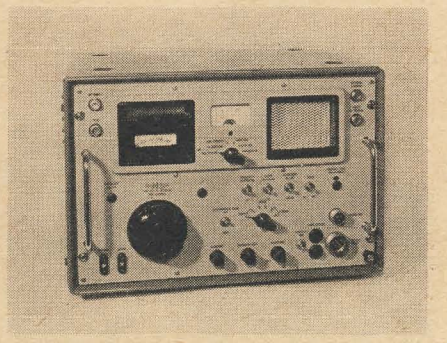
Frequenzstabilität: $\pm 2 \cdot 10^{-5}$/C°

UKW-Empfänger VU-21

Der Empfänger arbeitet im Frequenzbereich von 20···220 MHz und eignet sich zum Suchen und zur Überwachung von Sendern in den Betriebsarten A_1, A_3 und F_3. Zur Skaleneichung wird ein eingebauter Quarzoszillator verwendet, und die Skale kann in jedem beliebigen Frequenzbereich geeicht werden.



Kurzwellenempfänger ML-1000



UKW-Empfänger VU-31

Grenzempfindlichkeit: 15 kT_0

Spiegelselektivität: bei $<$ 160 MHz
$\geqq$ 60 dB
bei $>$ 160 MHz
$\geqq$ 40 dB

Frequenzgenauigkeit: $\pm 1 \cdot 10^{-4}$

Frequenzstabilität: $\pm 1{,}5 \cdot 10^{-4}$/C°

UKW-Empfänger VU-31

Der Empfangsfrequenzbereich beträgt 200···460 MHz ohne Umschaltung. Das Gerät eignet sich ebenfalls zum Suchen und Überwachen von in den Betriebsarten A_1, A_3 und F_3 arbeitenden Sendern.
Jeder Empfänger ist geeicht und mit einer projizierten Fotoskale ausgerüstet.
In den erwähnten Betriebsarten zeigt ein eingebautes Meßinstrument die relative Feldstärke, den Strom des Amplitudenbegrenzers sowie die Nullabstimmung des Diskriminators an.

Grenzempfindlichkeit: 15 kT_0

Frequenzstabilität: $5 \cdot 10^{-5}$/C°

Spiegelselektivität: $\geqq$ 60 dB

Die Elektronik für ein Kleinmassenspektrometer

Teil 2 und Schluß

Dipl.-Phys. HEINZ HOFFMANN und Dipl.-Phys. ERNST WILDE

DAW zu Berlin Inst. f. Phys. Chemie

Erzeugung der Ionenbeschleunigungsspannung

Hochspannungssägezahngenerator

Zur Sichtbarmachung des gesamten Massenspektrums bzw. von Teilen desselben auf dem Oszillografen muß die Beschleunigungsspannung U_{Ion} periodisch geändert werden. Das geschieht mit Hilfe eines Hochspannungssägezahngenerators. Ein Transitron-Miller-Integrator (EL 83) erzeugt einen Sägezahn mit einer Amplitude von etwa 100 V. Die Folgefrequenz beträgt 25 Hz. Der erhaltene Sägezahn wird auf das Schirmgitter der Pentode einer ECF 82 gegeben. Die Pentode übernimmt die Aufgabe eines Modulators. Das Triodensystem arbeitet als Oszillator und liefert eine Trägerfrequenz von etwa 20 kHz. Der Oszillator ist nach einer Dreipunktschaltung mit kapazitivem Spannungsteiler aufgebaut. Die HF-Spannung wird am Gitter der Triode entnommen und über ein Potentiometer dem Steuergitter des Modulators zugeführt. Das erhaltene Modulationsprodukt wird anschließend verstärkt (ECL 82). Dabei ist das Pentodensystem des Verstärkers als Anodenbasisstufe geschaltet. Dadurch wird eine größere Leistungsabgabe bei geringeren Verzerrungen möglich. Als Übertrager wurde ein umgebauter „Start"-Zeilentrafo benutzt, der nur noch aus den zwei U-förmigen Ferritkernen, der Primär- und der Sekundärwicklung besteht. Primärseitig wurden 90 Windungen benutzt, sekundärseitig wurden zwei Hochspannungsspulen hintereinandergeschaltet. Den Hochspannungssägezahn gewinnt man durch Demodulation der modulierten HF-Hochspannung. Die Sägezahnamplitude beträgt maximal + 1,8 kV und ist stetig regelbar. Eine ausführliche Beschreibung des Gerätes findet man in [4]. Bild 6 zeigt die für den Betrieb des Massenspektrometers günstigste Form des Sägezahns.

Beschleunigungsteil für den Schreiberbetrieb

Die Forderungen in bezug auf die Kurvenform sind die gleichen wie im Bild 6. Die Sägezahnfolgefrequenz muß allerdings erheblich verringert werden. Die Hochspannungstriode EC 162 erhält ihre Steuerspannung am Gitter aus dem Kippteil des Oszillografen OG 1–9, bei dem die Periodendauer in den beiden untersten Bereichen um den Faktor drei verlängert wurde. Je nach der Größe des Anodenstromes stellt sich ein entsprechender Spannungsabfall am Anodenwiderstand der EC 162 ein. Dabei lassen sich die Spannungsbereiche 40···550 V und 100···1500 V jeweils in drei bzw. sechs Minuten durchlaufen.

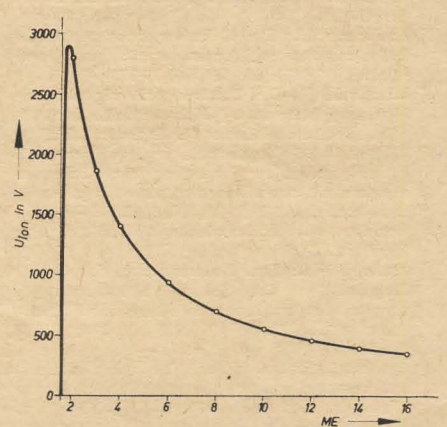


Bild 6: Günstigste Gestalt des Hochspannungssägezahns zur Erzeugung einer linearen Massenskala

2-kV-Hochspannungsteil

Ein 2-kV-Hochspannungsgerät [5] dient gleichzeitig zur Einstellung bestimmter Festwerte für die Ionenbeschleunigungsspannung und zur Spannungsversorgung des SEV. Da die entnommenen Ströme minimal sind, ermöglichen zwei Spannungsteiler die Einstellung bestimmter Spannungswerte für Ionenquelle und SEV. Dabei empfiehlt es sich, im unteren Bereich des Ionenquellenspannungsteilers Präzisionspotentiometer (Helipot) zu verwenden. Die Hochspannung wird so erzeugt, daß die Schwingungen eines HF-Oszillators über einen HF-Transformator auf die gewünschte Amplitude transformiert und gleichgerichtet werden. Die Ausgangsspannung wird mit einer Normalspannung verglichen und die Differenz nach entsprechender Verstärkung zur Regelung der Oszillatoramplitude am Schirmgitter der Schwingröhre EL 81 benutzt. Die Stabilität der Ausgangsspannung beträgt $5 \cdot 10^{-3}$ bei einer Netzspannungsänderung von $\pm 10\%$.

15-kV-Hochspannungsgerät

Für dieses Gerät wurde eine bewährte Schaltung aus der TV-Technik übernommen. Ein handelsüblicher Zeilentrafo wird mit den Impulsen eines Schmitt-Kreises (ECC 82) angesteuert. Bei positivem Impuls am Gitter der EL 81 fließt ein linear ansteigender Strom durch die Primärwicklung des Transformators. Die bei gesperrter Endröhre auftretende schnelle Stromänderung in der Primärspule bewirkt eine positive Spannungsspitze von etwa 6 kV an der Anode der EL 81. Durch entsprechende Transformation in der Sekundärspule und Spannungsverdopplung erhält man eine Ausgangsspannung bis zu 20 kV. Für den vorliegenden Fall sind jedoch 12···15 kV ausreichend. Die Stabilisierung erfolgt über einen Regelverstärker, bestehend aus einer ECF 82 und einer EL 95. Dabei arbeitet das Triodensystem der ECF 82 als Phasenumkehrstufe und die EL 95 als Katodenfolger. Zum Spannungsvergleich dient die Stabilisatorröhre StR 85/10. Die Steuerung der Endstufe erfolgt am Schirmgitter der EL 81. Die Stabilität der Ausgangsspannung beträgt 1% bei einer maximalen Last von 400 μA.

Verstärker-, Anzeige- und Registrierteil [6]

Jedes am Auffänger des Massenspektrometers eintreffende Ion erzeugt mehrere Sekundärelektronen. Jedes Sekundärelektron löst seinerseits auf dem Szintillator einen Lichtimpuls aus. Dabei werden die Szintillationen der vom gleichen Ion ausgelösten Sekundärelektronen zeitlich nicht mehr aufgelöst und erscheinen als ein Impuls. Wohl aber muß jeder Prozeß, der durch ein Ion hervorgerufen wird, noch vor dem nächsten Prozeß durch den Szintillator getrennt werden. Diese Lichtimpulse werden vom SEV verstärkt (bei 1400 V Betriebsspannung beträgt die Vervielfachung des Foto-Multipliers 10^6) und gelangen über einen Tastkopf (EC 760) und einen Vorverstärker (ECF 82) zum Hauptverstärker (ECC 82). Die zwischen den Steuergittern der beiden Triodensysteme liegende Diode OA 685 und die Diode OA 705 am Verstärkerausgang bewirken ein Abkappen des Überschwingens. Bei Signalaufzeichnung mittels Schreiber erfolgt eine Gleichrichtung und Integration der Signale am Verstärkerausgang. Der Integrator besteht aus einer Kapazität von 8 μF, die ständig Ladungen zugeführt bekommt und diese gleichzeitig über einen Parallelwiderstand von 100 kΩ wieder abfließen läßt. Im Gleichgewichtszustand ist der Entladestrom oder die Kondensatorspannung ein Maß für die Signalhäufigkeit. Das Massenspektrum wird mit einem elektronischen Kompensationsbandschreiber automatisch registriert. Der Röhrenverstärker des Schreibers besteht aus einem dreistufigen Vorverstärker und einer Leistungsstufe mit zwei parallel geschalteten Endröhren.

Die oszillografische Aufzeichnung des Massenspektrums erfolgt mit der halben Netzfrequenz. In diesem Fall ergibt sich für die Integratorkapazität ein Wert von 150 pF. Man erhält selbst bei hoher Verstärkung ein von Störimpulsen weitgehend unbeeinflußtes Spektrum.

Die beschriebene Nachweismethode besitzt allerdings einen Nachteil. Die Linearität der Anzeige ist für große Ionenströme (hohe Impulsdichten) nicht mehr gewährleistet. Das erfordert eine besondere Eichung der Nachweiseinrichtung. Noch höhere Ansprüche an Meßgenauigkeit und Empfindlichkeit sind auch mit einem erheblichen elektronischen Mehraufwand verbunden [7] [8] [9]. An die Stelle des Hauptverstärkers tritt dann ein Hundertfach-Linearverstärker (Bild 7). Dieser setzt sich aus einem gegengekoppelten Tripel Verstärkerröhren (EF 80, EL 83, EF 80) und einem Katodenfolgerausgang (EF 80) zusammen. Die abgleichbare Gegenkopplung sorgt für die notwendige Konstanz der Verstärkung.

Um die eigentlichen Szintillationsimpulse vom Untergrund (Verstärkerrauschen, Störimpulse, hervorgerufen durch die ther-

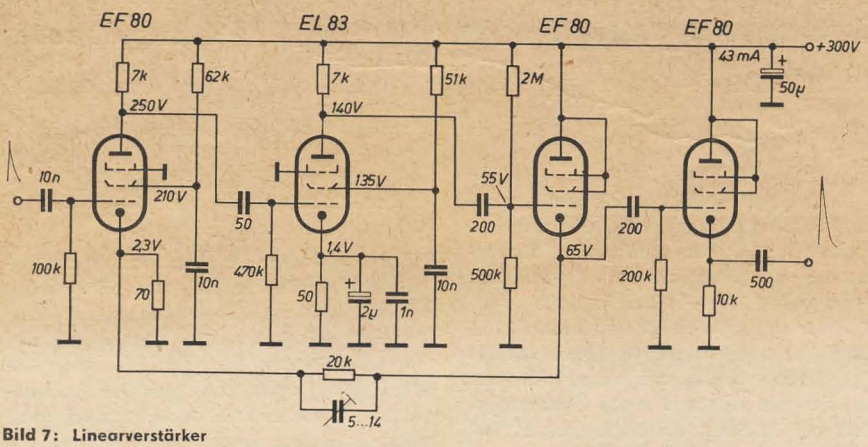


Bild 7: Linearverstärker

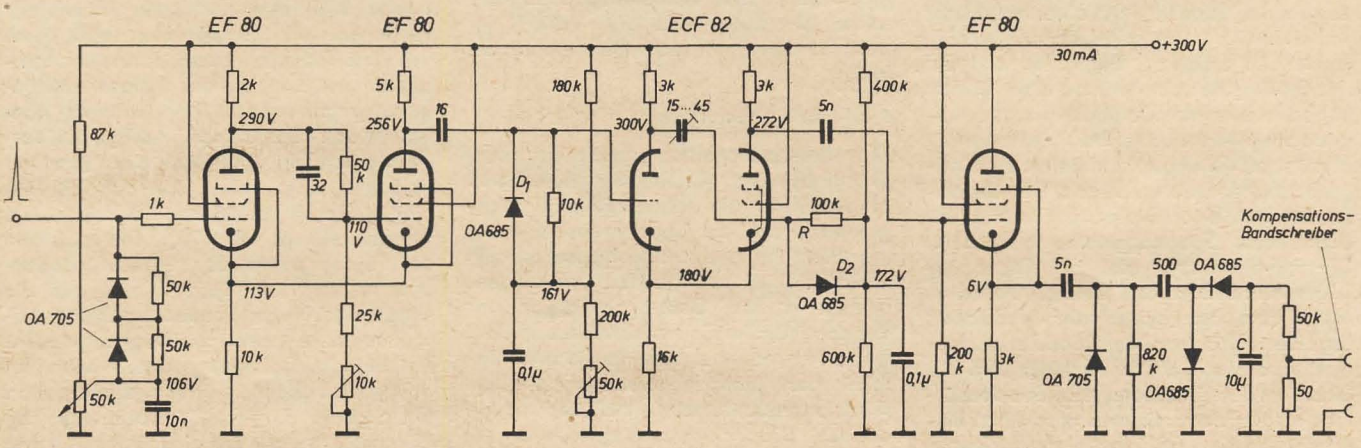


Bild 8: Diskriminator-, Univibrator- und Integrierstufe

mische Emission der Fotokatode des SEV) zu trennen, muß man dafür sorgen, daß nur Impulse von einer bestimmten einstellbaren Mindestgröße ab registriert werden. Das geschieht in der anschließenden Diskriminatorstufe (Bild 8).

Als Diskriminator wird ein Schmitt-Trigger verwendet (2 × EF 80). Ein Eingangsimpuls liefert am Triggerausgang einen Impuls konstanter Höhe und Anstiegszeit, beide im wesentlichen unabhängig von Form und Größe des Eingangsimpulses. Die Schaltung arbeitet infolge des gemeinsamen Katodenwiderstandes recht stabil. Die Gleichstromkopplung bewirkt, daß die Vorderflanke eines positiven Auslöseimpulses den Anodenstrom der ersten Röhre ein- und die Rückflanke ihn wieder ausschaltet. Die Breite der positiven Ausgangsimpulse hängt von der Einstellung des Vorspannungspegels zur Impulshöhe ab.

Ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen der Zahl der Eingangsimpulse und der durch ihre Integration gewonnenen Ladespannung am Kondensator C ist besonders dann zu erwarten, wenn Amplituden, Häufigkeit und Breite der zu integrierenden Impulse stark schwanken. Um einen linearen Zusammenhang zwischen der Zahl der Eingangsimpulse und der Ausgangsgröße zu erhalten, normiert man die Signale auf Impulse konstanter Amplitude und Breite. Diese Aufgabe übernimmt ein Univibrator (ECF 82). Seine Schaltung läßt sich als zweistufiger Verstärker mit Rückkopplung auf den Eingang verstehen. Bild 8 zeigt einen Univibratortyp mit Katodenkopplung. Er besitzt dadurch ebenso wie der Schmitt-Trigger eine hohe Stabilität gegenüber Röhrenalterung und Heizspannungsschwankungen. Die Impulse des Schmitt-Triggers werden durch ein RC-Netzwerk mit kleiner Zeitkonstante differenziert, so daß jeweils die Anstiegsflanke den Univibrator auslöst. Der Univibrator liefert Rechteckimpulse konstanter Amplitude und Breite. Die Impulsbreite wird durch C_k und R bestimmt. Am Steuergitter der Pentode bewirkt D_2 eine Verkürzung der Totzeit, indem sie beim Rückkippen den Widerstand des RC_k-Gliedes kurzschließt und somit für eine schnelle Umladung von C_k sorgt. D_1 unterdrückt die differenzierten Rückflanken der Schmitt-Triggerimpulse. Die Rechteckimpulse des Univibrators werden über einen Katodenfolger (EF 80) dem Integrierglied zugeführt. Der Integrator C besteht aus einer Kapazität von 10 µF. Die an C sich einstellende Gleichspannung wird mittels eines Kompensationsbandschreibers gemessen.

Mit der eben beschriebenen Nachweismethode erzielt man gegenüber der anfangs geschilderten eine Empfindlichkeitssteigerung um zwei Größenordnungen. Es lassen sich noch Ionenströme von 10^{-17} A nachweisen.

Bild 9 zeigt den mechanischen Aufbau des Linearverstärkers mit Diskriminator-, Univibrator- und Integrierstufe.

Sämtliche elektronischen Funktionsgruppen des Kleinmassenspektrometers wurden auf gesonderten Chassisstreifen aufgebaut und in ein Elektronikgestell eingesetzt (Bild 10).

Bild 9: Aufbau des Linearverstärkers mit Diskriminator-, Univibrator- und Integrierstufe

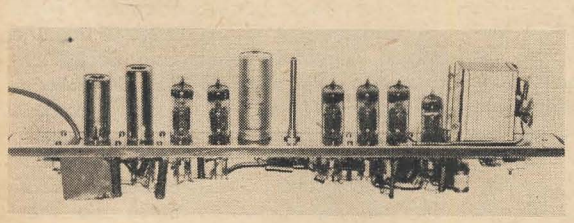
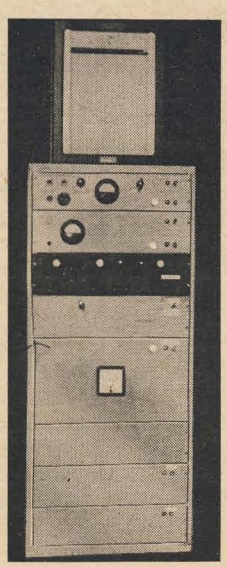


Bild 10: Elektronikgestell zur Versorgung des Kleinmassenspektrometers



Literatur

[1] Bernhard, F., Hoffmann, H. und Wilde, E.: Ein Kleinmassenspektrometer als empfindliches Lecksuchgerät und Restgasanalysator. Exp. Techn. Phys. 13 (1965), H. 1, S. 31

[2] Eckert, K. und Kuhn, H.–J.: Standardisierte Baugruppen für die Anodenstromversorgung. radio und fernsehen 9 (1960), H. 22, S. 695 bis 699

[3] Lachmann, J.: Ein einfacher transistorisierter Emissionsstromstabilisator. radio und fernsehen 14 (1965), H. 12, S. 372–373

[4] Wondack, H.–D.: Betriebsgerät für ein HF-Massenspektrometer. Diplomarbeit, Inst. f. Allg. Elektrotechnik der TU Dresden (1963)

[5] Richter, W.: Dimensionierungsprobleme bei Leistungsstufen zur Erzeugung von Hochspannungen mit der Hochfrequenzmethode. radio und fernsehen 10 (1961), H. 6, S. 187–189

[6] Gruhle, W.: Elektronische Hilfsmittel des Physikers. Springer-Verlag (1960)

[7] Krebs, K.–H.: Exp. Untersuchung der Verteilungsfunktion der Sekundärelektronenauslösung durch pos. Ionen an Metalloberflächen. Annalen der Physik 10 (1962), H. 3–4, S. 213 bis 219

[8] Bernhard, F. und Krebs, K.-H.: Ein Massenspektrometer mit hochempfindlichem Ionennachweis. Exp. Techn. Phys. 10 (1962), H. 3, S. 172–177

[9] Hörig, J. und Sureck, K. W.: Der Einkanalanalysator. radio und fernsehen 9 (1960), H. 2, S. 60–64

M. JANSEN und H.-J. QUADT **34**

Steile Triode-Pentode für Oszillator- und Mischstufen von VHF-Kanalwählern PCF 801

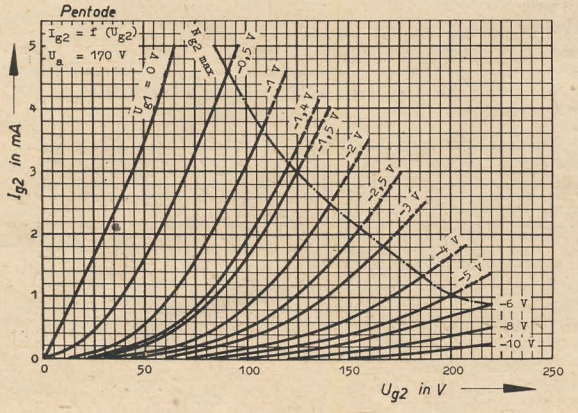
Teil 1

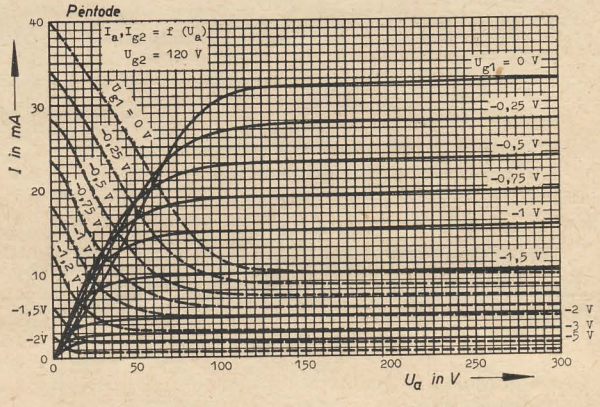
Diese Röhre soll die bisher in verschiedenen Stufen von Fernsehempfängern eingesetzte PCF 82 im VHF-Kanalwähler ersetzen und bietet wegen ihrer speziellen Eigenschaften erhebliche Vorteile. Beide Systeme der PCF 801 sind mit Spanngittern versehen und haben deshalb größere Steilheiten als die PCF 82. Es ist daher möglich, mit der PCF 801 in Verbindung mit den Röhren EF 183 und EF 184 TV-Empfänger mit einem zweistufigen ZF-Verstärker auszurüsten.
Wegen der Regelcharakteristik der Kennlinie kann die Pentode auch als zusätzliche ZF-Verstärkerröhre bei UHF-Empfang eingesetzt werden.

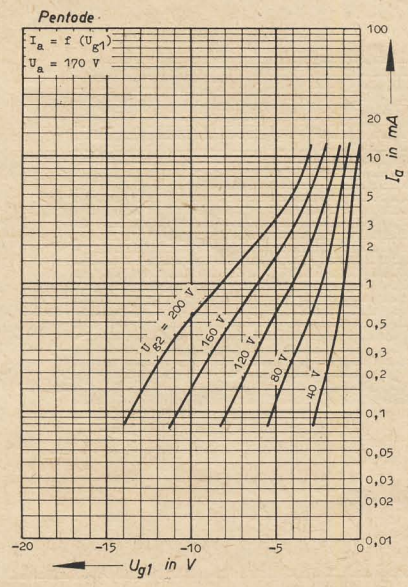
Die Triode ermöglicht auf Grund ihrer hohen Steilheit eine losere Rückkopplung des Oszillators. Durch die niedrigere Oszillatorspannung von 1,6 V gegenüber 3 V bei der PCF 82 ergibt sich eine geringere Oszillatorstörspannung.

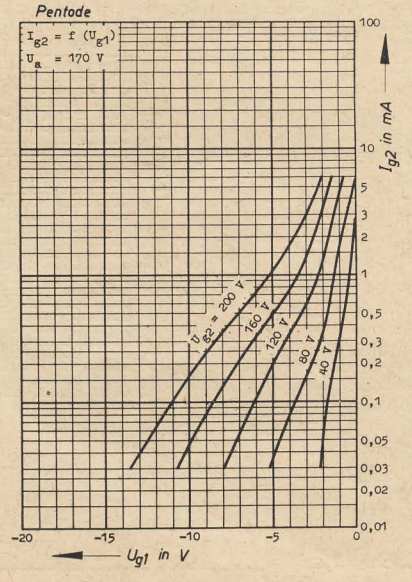
Zur Verringerung der Induktivitäten und damit zur Erhöhung des elektronischen Eingangswiderstandes werden bei der PCF 801 die beiden Katoden beider Systeme gemeinsam an zwei Stiften herausgeführt.

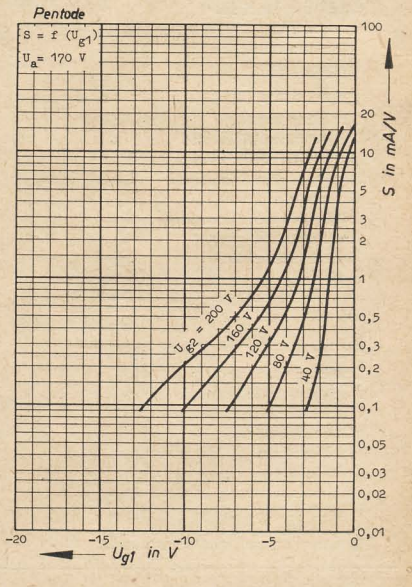
Die PCF 801 wird vom Export- und Importbüro für Elektronenröhren des VEB Funkwerk Erfurt geliefert.



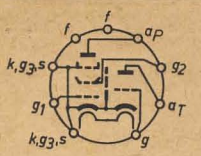


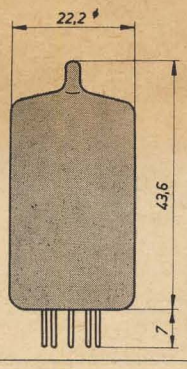






Technische Daten





HEIZUNG

indirekt, Serienspeisung, normierte Anheizzeit

Heizstrom	I_f	300	mA
Heizspannung	U_f	8,5	V

KENNDATEN

Pentode

Anodenspannung	U_a	170	V
Schirmgitterspannung	$U_{g\,2}$	120	V
Gittervorspannung	$U_{g\,1}$	— 1,4	V
Anodenstrom	I_a	10	mA
Schirmgitterstrom	$I_{g\,2}$	3	mA
Steilheit	S	11	mA/V
Schirmgitterleerlauf-verstärkungsfaktor	$\mu_{g\,2/g\,1}$	55	
Innenwiderstand	R_I	> 350	kΩ
elektronischer Eingangs-widerstand bei f = 50 MHz	$r_{e\ (50\ MHz)}$	10	kΩ
äquivalenter Rauschwiderstand	r_{aeq}	1,5	kΩ

Triode

Anodenspannung	U_a	100	V
Gittervorspannung	U_g	— 3	V
Anodenstrom	I_a	15	mA
Steilheit	S	9	mA/V
Leerlaufverstärkungs-faktor	μ	20	

BETRIEBSDATEN

Pentode als Mischröhre

Speisespannung	U_b	200	200	V
Anodenvorwiderstand (kapazitiv überbrückt)	R_{av}	2,7	4,7	kΩ
Schirmgitterwiderstand	$R_{g\,2}$	27	27	kΩ
Gitterwiderstand	$R_{g\,1}$	0,1	1	MΩ
Gitterbetriebsspannung	$U_{bg\,1}$	— 1,4	0	V
Anodenstrom	I_a	10	9,3	mA
Schirmgitterstrom	$I_{g\,2}$	3	2,9	mA
Oszillatorwechsel-spannung	$U_{osz\ eff}$	1,6	1,6	V
Mischsteilheit	S_c	5	4,7	mA/V
Gitterstrom	$I_{g\,1}$	8	2,3	μA

Pentode als ZF-Verstärker

Speisespannung	U_b	200	200	V
Anodenvorwiderstand (kapazitiv überbrückt)	R_{av}	2,7	4,7	kΩ
Schirmgitterwiderstand	$R_{g\,2}$	27	27	kΩ
Gitterwiderstand	$R_{g\,1}$	0,1	1	MΩ
Gitterbetriebsspannung	$U_{bg\,1}$	— 1,4	0	V
Anodenstrom	I_a	10	13	mA
Schirmgitterstrom	$I_{g\,2}$	3	3,9	mA
Steilheit	S	11	14,5	mA/V
Regelbereich der Steilheit	$\frac{S(-12\ V)}{S(-1,4\ V)}$		1 : 100	

Triode als Oszillator

Speisespannung	U_b	200	200	V
Anodenvorwiderstand (kapazitiv überbrückt)	R_{av}	8,2	12	kΩ
Gitterwiderstand	R_g	10	10	kΩ
Anodenstrom	I_a	16	12	mA
Oszillator-wechselspannung	$U_{osz\ eff}$	4,5	3,3	V
effektive Steilheit	S_{eff}	3,7	3,7	mA/V[1]

[1]) Bezogen auf die Grundwelle.

GRENZDATEN

Pentode

Anodenkaltspannung	$U_{a\,0}$	max	550	V
Anodenspannung	U_a	max	250	V
Anodenbelastung	N_a	max	2	W
Schirmgitter-kaltspannung	$U_{g2\,0}$	max	550	V
Schirmgitter-speisespannung	U_{bg2}	max	250	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	max	250	V
Schirmgitterbelastung im angegebenen Gitterspannungsbereich	N_{g_2} ($-U_{g1} \geqq 5$ V)	max	0,2	W
	N_{g2} ($U_{g1} = 0$ V)	max	0,45	W
	Zwischenwerte können linear interpoliert werden.			
Katodenstrom	I_k	max	18	mA
Gitterableitwiderstand (feste Gittervorspannung)	$R_{g1\ (f)}$	max	1	MΩ
Gitterableitwiderstand (automatische Vorspannung durch R_k)	$R_{g1\ (k)}$	max	2,2	MΩ
Gittervorspannung	$-U_{g1}$	max	50	V
Spannung zwischen Heizer und Katode	$U_{f/k}$	max	100	V[2])

Triode

Anodenkaltspannung	$U_{a\,0}$	max	550	V
Anodenspeisespannung	U_{ba}	max	250	V
Anodenspannung	U_a	max	125	V
Anodenbelastung	N_a	max	1,5	W
Katodenstrom	I_k	max	20	mA
Gitterableitwiderstand (feste Gittervorspannung)	$R_{g\ (f)}$	max	500	kΩ
Gittervorspannung	$-U_g$	max	50	V
Spannung zwischen Heizer und Katode	$U_{f/k}$	max	100	V[2])

[2]) Um die Forderungen für AM-Tonqualität zu erfüllen, muß der Wechselspannungsanteil < 50 V sein.

KAPAZITÄTEN

Pentode

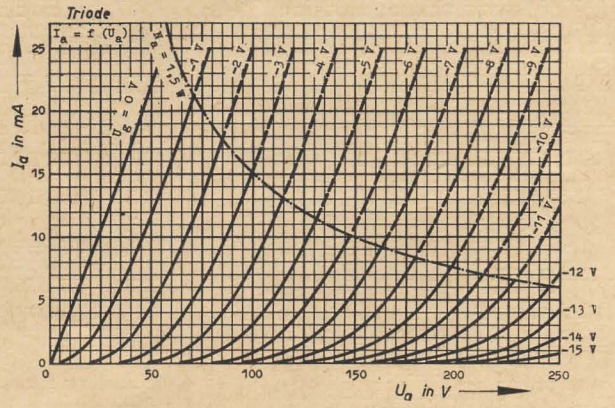
Eingang	$c_{g1\ (a)}$	6,2	pF
Ausgang	$c_{a\ (g1)}$	3,7	pF
Gitter 1 gegen Anode	c_{g1a}	0,009	pF
Gitter 1 gegen Schirm-gitter	c_{g1g2}	1,6	pF

Triode

Eingang	$c_{g\,(a)}$	3,3	pF
Ausgang	$c_{a\ (g)}$	1,7	pF
Gitter gegen Anode	c_{ga}	1,8	pF

zwischen den Systemen

Anode Pentode gegen Anode Triode	c_{aPaT}	≦ 0,025	pF
Anode Pentode gegen Gitter Triode	c_{aPgT}	≦ 0,01	pF
Gitter 1 Pentode gegen Anode Triode	c_{g1aT}	≦ 0,01	pF
Gitter 1 Pentode gegen Gitter Triode	c_{g1gT}	≦ 0,01	pF



radio und fernsehen

14 (1965) H. 24

Dimensionierung von mehrkreisigen Bandfiltern in ZF-Stufen nach Entwurfsdiagrammen (1)

El. Üg. 1
Blatt 1

Labor- und Berechnungsunterlagen

DK. 621.372.543.2

1. Vorteile mehrkreisiger Bandfilter

Die Verwendung von mehrkreisigen, schmalbandigen Filtern ermöglicht die Konzentration der Selektion in einer ZF-Stufe. Von großem Vorteil ist diese Methode besonders für transistorisierte ZF-Verstärker. Die Überlegenheit gegenüber den herkömmlichen, mehrstufigen ZF-Verstärkern mit zweikreisigen Bandfiltern geht aus den folgenden Punkten hervor.

a) Durch den Einsatz mehrkreisiger Bandfilter werden bei exakter Dimensionierung und richtigem Abgleich die gewünschte Kurvenform und die geforderten Werte der Bandbreite und Selektion mit großer Genauigkeit erreicht.
Bei mehrstufigen, zweikreisigen Transistor-ZF-Verstärkern dagegen erschwert die Wechselwirkung zwischen Neutralisation und Abgleich die Realisierung der geforderten vorgegebenen Werte, wobei meist noch eine Verformung der Durchlaßkurve in Kauf genommen werden muß. Oft läßt sich eine auftretende Schwingneigung des Verstärkers nur noch durch Verstimmung mehrerer Kreise bzw. auch durch zusätzliche Bedämpfung unterdrücken.
Dieses Problem läßt sich durch den Einsatz moderner HF-Transistoren mit geringerer Rückwirkung weitgehend beseitigen.

b) Komplizierte Filterberechnungen entfallen durch Benutzung der Entwurfsdiagramme, aus denen mit den geforderten Werten der Bandbreite und Selektion bei einer beliebigen Zwischenfrequenz die notwendigen Filtergrößen sofort abgelesen werden können.

c) Die nach der ZF-Stufe konzentrierter Selektion erforderliche Verstärkung kann durch ZF-Stufen mit breitbandigen Einzelkreisen gewonnen werden, wobei eine feste Neutralisation genügt. Bei Verwendung aperiodischer Stufen entfällt die Neutralisation ganz.

d) Die wichtigsten Filtergrößen – Bandbreite, Selektion, Mittenfrequenz sowie die Kurvenform – können weitgehend unabhängig von Änderungen der Transistorparameter gemacht werden (s. Punkt 3.1.).

e) Eine Verformung der Durchlaßkurve infolge Übersteuerung macht sich im Gegensatz zu mehrstufigen, zweikreisigen Transistor-ZF-Verstärkern in weit geringerem Maße bemerkbar.

f) Der Flankensteilheitsfaktor ist kleiner (besser) als bei einem mehrstufigen Verstärker gleicher Kreiszahl.

g) Größere Kreuzmodulationsfestigkeit.

h) Die in c) erwähnten breitbandigen bzw. aperiodischen ZF-Stufen lassen sich ohne Verformung der Gesamtdurchlaßkurve und Änderung der Mittenfrequenz regeln.

In den Bildern 7···40 sind Entwurfsdiagramme für 2···6-kreisige Bandfilter dargestellt. Wie in den nachfolgenden Beispielen gezeigt wird, lassen sich damit auf sehr einfache Weise Bandfilter mit beliebiger Mittenfrequenz dimensionieren. Bandbreite, Selektion und Kurvenform (kritisch oder unterkritisch) hängen von der Kreiszahl und der erreichbaren Leerlaufgüte ab.
Erfolgt die Dimensionierung exakt nach den Entwurfsdiagrammen, so wird man – richtigen Abgleich vorausgesetzt – in jedem Falle eine gute Übereinstimmung zwischen den gemessenen und errechneten (bzw. den Diagrammen entnommenen) Werten feststellen können. Die in den Entwurfsdiagrammen dargestellten Funktionen sind ohne Vernachlässigungen oder Näherungen berechnet worden, ihre Brauchbarkeit und Genauigkeit haben sich durch mehrere erprobte Filterdimensionierungen bestätigt.
Die Berechnung erfolgte nach der Methode der Netzwerksynthese, d. h. Bestimmung der Filtergrößen aus der gewählten Form der Selektionskurve.

2. Schaltung und Dimensionierung von mehrkreisigen Bandpaßfiltern

2.1. Prinzipielle Schaltung

Vorteilhaft ist die kapazitive Kopplung zwischen den Kreisen, da sich bei Verwendung von Trimmern eine bequeme Einstellmöglichkeit der Koppelfaktoren ergibt. Für ein n-kreisiges Filter ergibt sich eine Schaltung nach Bild 1.

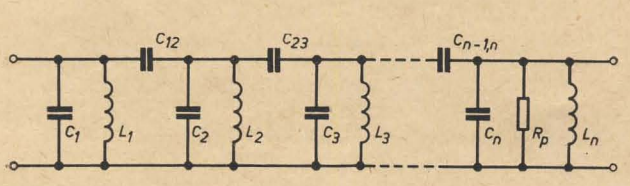


Bild 1

Setzt man voraus, daß alle Kreiskapazitäten gleich groß sind, d. h. $C_1 = C_2 = \cdots = C_n = C$, so kann man die Koppelkapazitäten nach folgender Gleichung berechnen:

$$C_{\mu,\,\mu+1} = \frac{K_{\mu,\,\mu+1}}{Q_0} \cdot C \qquad (1)$$

wobei $\mu = 1 \ldots (n-1)$.

Die normierten Kopplungen $K_{12} \cdots K_{56} = K_{\mu,\,\mu+1}$ können für $n = 2 \cdots 6$ den Bildern 12···26 entnommen werden. Um die normierten Kopplungen aus den Entwurfsdiagrammen ablesen zu können, müssen zuvor die Kreiszahl n und die Parameter A und $2\hat{m}$ bestimmt werden. Dazu dienen die Diagramme in den Bildern 7···11, mit deren Hilfe man n, A und $2\hat{m}$ mit den geforderten Werten der Bandbreite B und der Selektion S_n bestimmen kann.
Zunächst muß das Verhältnis B/B_0 bekannt sein. Wenn die Leerlaufgüte des Kreises gegeben ist (gegebenenfalls durch Messung bestimmen), so kann die Leerlaufbandbreite B_0 durch die bekannte Beziehung $B_0 = f_0/Q_0$ errechnet werden.

Weiterhin muß der Flankensteilheitsfaktor F_{40} bzw. F_{60} bekannt sein. Er ergibt sich aus dem geforderten Wert der Selektion. Für eine Selektion von $S_n = 60$ dB ist der Flankensteilheitsfaktor durch folgende Gleichung definiert:

$$F_{60} = \frac{Y_{60}}{Y_g}$$

wobei

$$Y_{60} = \frac{f_{60}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{60}} \quad \text{und} \quad Y_g = \frac{B}{f_0} \quad \text{(für kleine Bandbreiten)}$$

Wenn $Y_{60} \leqq 10\%$ der Mittenfrequenz f_0 beträgt, gilt $Y_{60} \approx B_{60}/f_0$. Damit wird

$$F_{60} \approx \frac{B_{60}}{B} \qquad (2)$$

$B_{60} \triangleq$ Abstand der Punkte der Selektionskurve, in denen die Selektion 60 dB beträgt.
Analog folgt für $S_n = 40$ dB:

$$F_{40} \approx \frac{B_{40}}{B} \qquad (3)$$

Für $Y_{60} > 10\%$ muß F_{60} mit einem Korrekturfaktor multipliziert werden.

$$F_{60} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{f_0}{f_{60}}\right)\frac{B_{60}}{B} \quad (f_{60} > f_0) \qquad (4)$$

mit

$$f_{60} = f_0 + \frac{B_{60}}{2}$$

Analog folgt für F_{40}:

$$F_{40} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{f_0}{f_{40}}\right)\frac{B_{40}}{B} \quad (f_{40} > f_0) \qquad (5)$$

mit

$$f_{40} = f_0 + \frac{B_{40}}{2}$$

Aus der im Bild 2 dargestellten Durchlaßkurve lassen sich die einzelnen Bedeutungen von B_{40}, B_{60}, f_{40} und f_{60} leicht erkennen.
Auf den in den Bildern 7···11 dargestellten Geraden $B/B_0 = f(A, 2\hat{m})$ müssen nun die Punkte aufgesucht werden, die

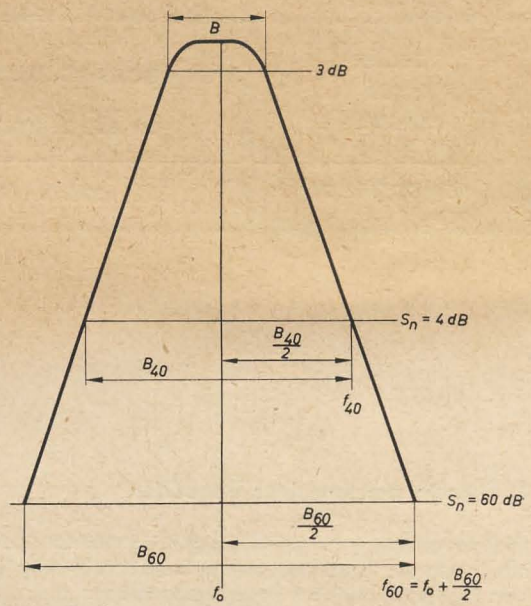


Bild 2 (statt S_n = 4 dB lies 40 dB)

den Werten für B/B_0 und F_{40} bzw. F_{60} gleichzeitig genügen. Jeder Geraden $B/B_0 = f(A, 2\hat{m})$ ist ein bestimmter Wert von F_{40} bzw. F_{60} zugeordnet. Durch Projektion der Endpunkte der Geraden auf die Ordinaten $F_{40} = f(2\hat{m})$ bzw. $F_{60} = f(2\hat{m})$ können die Flankensteilheitsfaktoren abgelesen werden. Sind auf diese Weise n, A und $2\hat{m}$ festgelegt, so lassen sich die normierten Kopplungen sofort aus den Bildern 12···26 ablesen.

Bedingt durch die Berechnungsmethode für mehrkreisige Bandpaßfilter, muß der letzte Kreis des Filters zusätzlich bedämpft werden. Ein Maß dafür ist das Dämpfungsverhältnis A. Der Bedämpfungswiderstand R_p errechnet sich zu

$$R_p = \frac{R_0}{A - 1} \qquad (6)$$

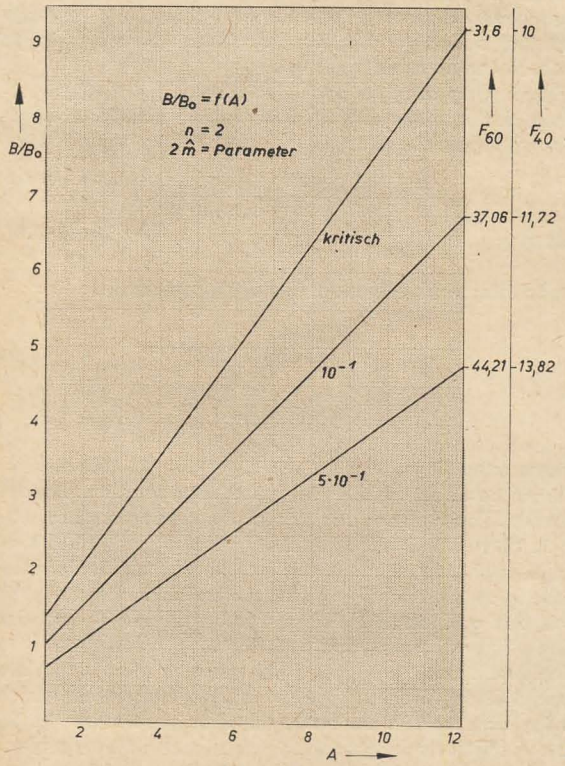


Bild 7

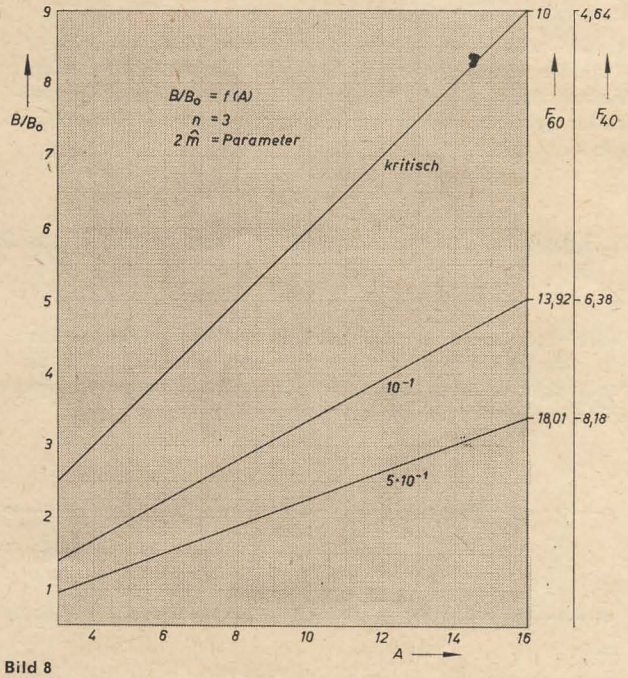


Bild 8

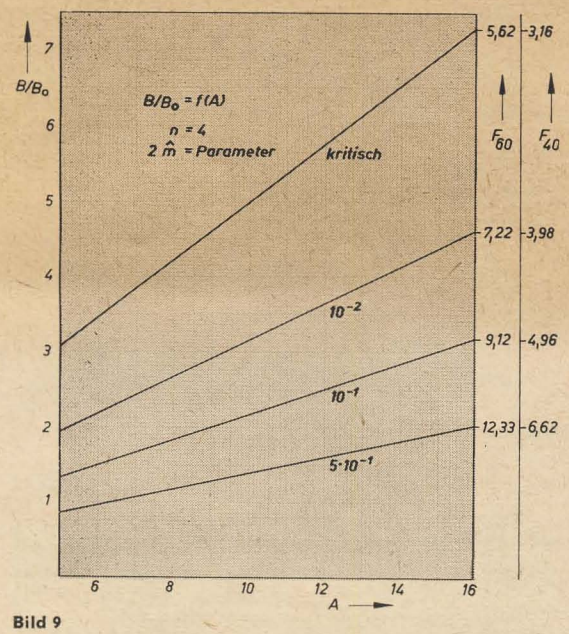


Bild 9

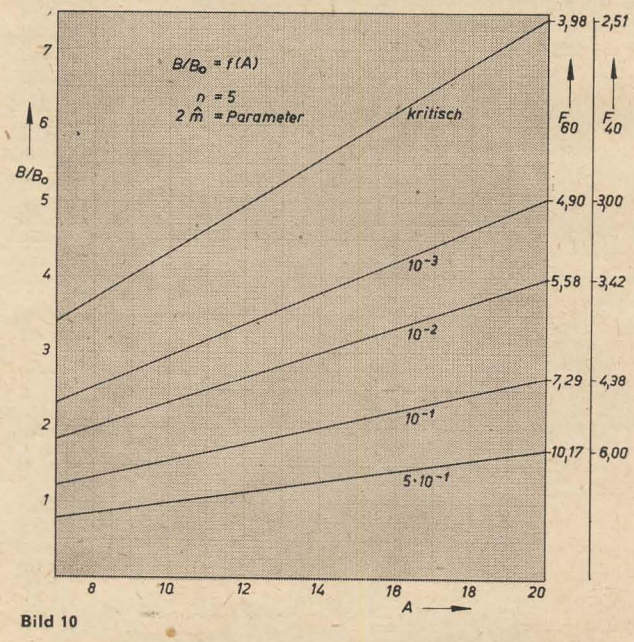


Bild 10

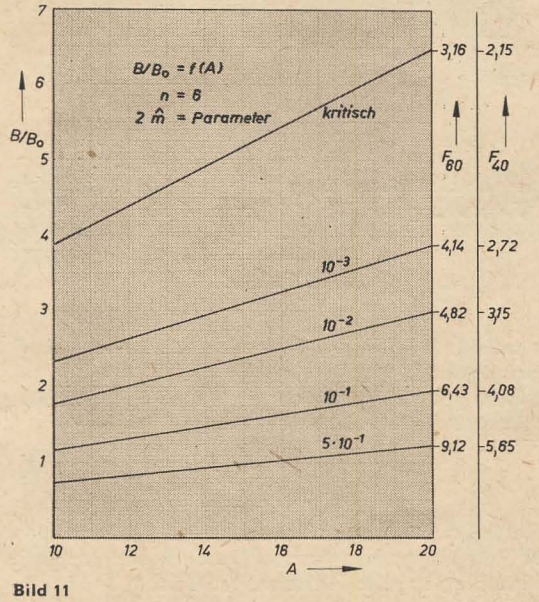


Bild 11

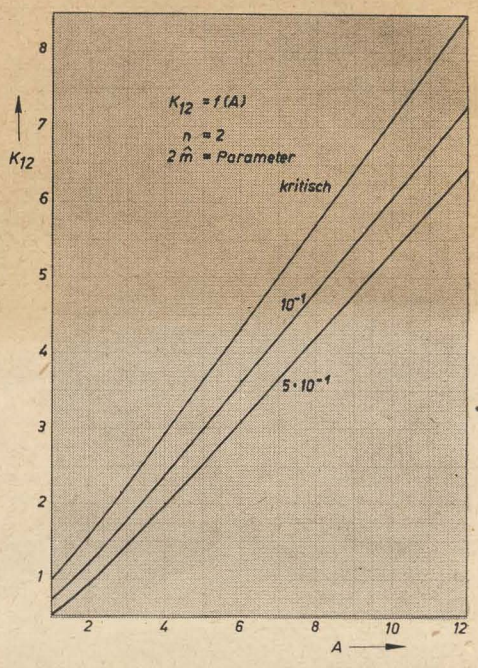


Bild 12

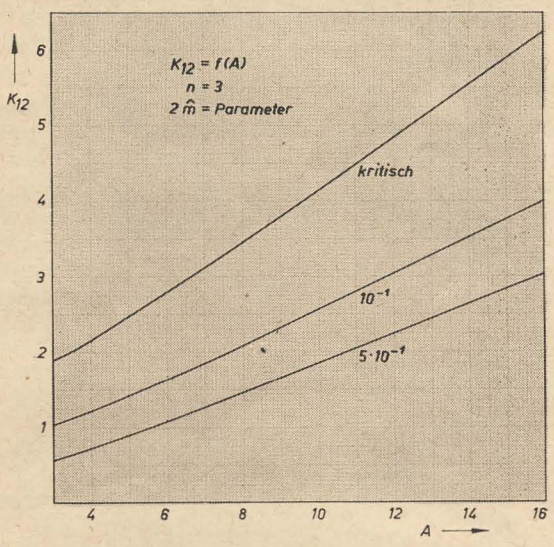


Bild 13

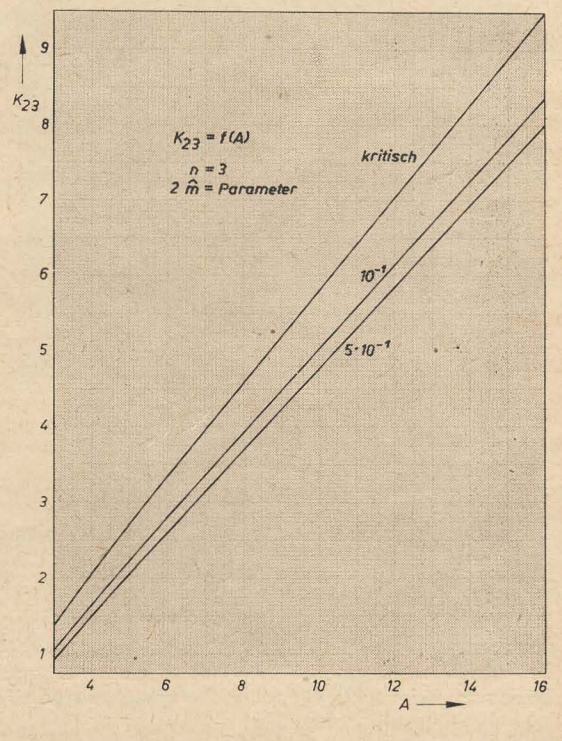


Bild 14

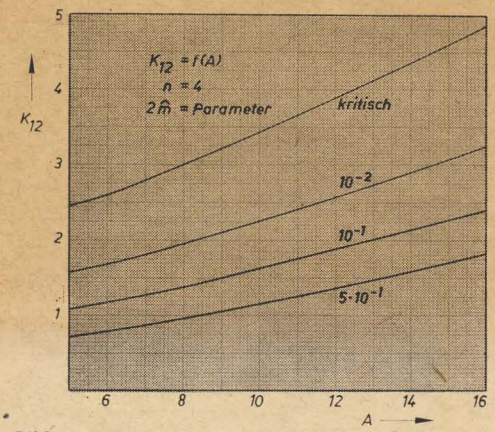


Bild 15

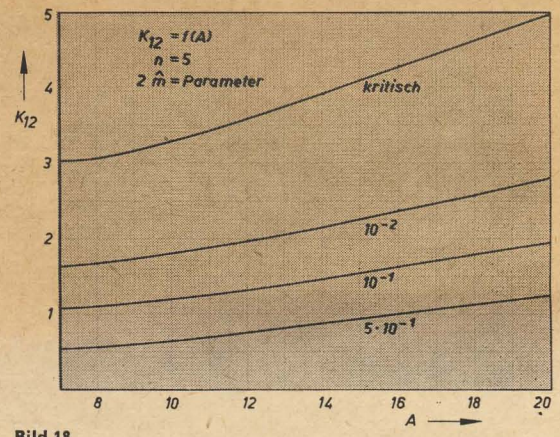


Bild 18

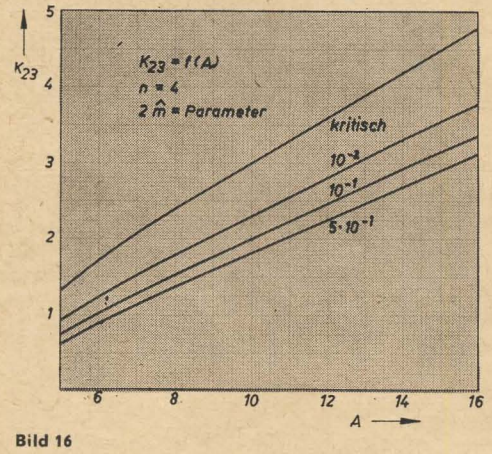


Bild 16

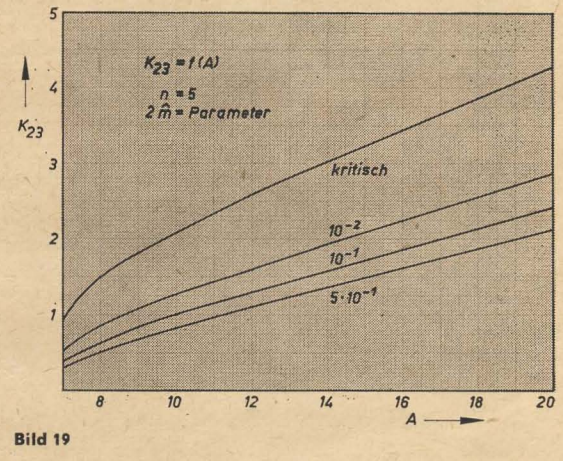


Bild 19

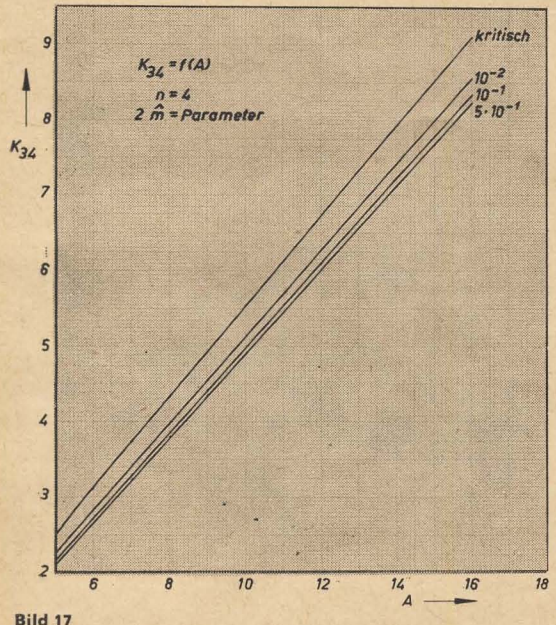


Bild 17

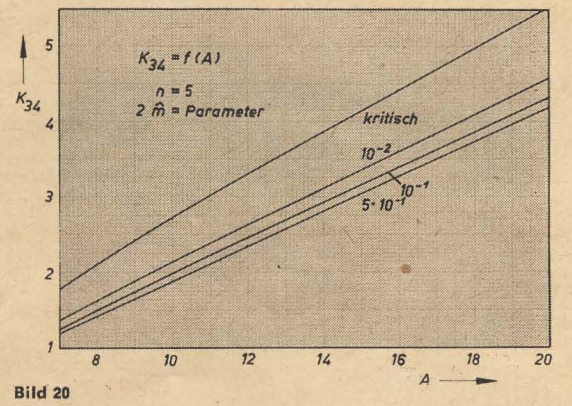


Bild 20

Der Leerlaufresonanzwiderstand R_0 ist durch die bekannte Beziehung

$$R_0 = \frac{Q_0}{\omega_0 C}$$

gegeben.
Soll das Dämpfungsverhältnis A durch einen vorgegebenen Belastungswiderstand R_L realisiert werden, so muß eine entsprechende Transformation vorgenommen werden. Das notwendige Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_2$ kann – wie folgt – bestimmt werden:

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_0}{R_L} \cdot \frac{1}{A - 1}} \qquad (7)$$

Die Funktion $\ddot{u}_2 = f(R_0/R_L; A)$ ist in den Bildern 47 und 48 grafisch dargestellt.
Wird das Filter einer Röhre mit der Steilheit S nachgeschaltet, so ergibt sich die Verstärkung V_0 aus

$$V_0 = S \cdot R_0 \cdot p \quad (R_i \gg R_0) \qquad (8)$$

Der normierte Übertragungswiderstand $p = R_{ü}/R_0$ kann den Bildern 27···31 entnommen werden. Durch p wird praktisch die Durchlaßdämpfung des Filters ausgedrückt.

Der Transistorempfänger (4)

Prüfen – Abgleich – Reparatur

Messen von Transistoren

Durch unvermeidbare Fabrikationsstreuungen müssen Transistoren nachgemessen werden können. Das gilt besonders für den Fall, wenn ein Transistor unter anderen Temperaturbedingungen oder mit anderen Betriebsspannungen betrieben werden soll, als vom Werk aus angegeben ist.

Eingebaute Transistoren lassen sich unmittelbar in der betriebsmäßigen Schaltung messen. Neu einzulötende Transistoren sollte man dagegen zuvor einer einfachen Funktionsprüfung unterziehen. Da für den Praktiker die Prüfmöglichkeit mit einfachen Mitteln wichtig ist, werden später in diesem Beitrag einige bewährte einfache Transistorprüfgeräte beschrieben.

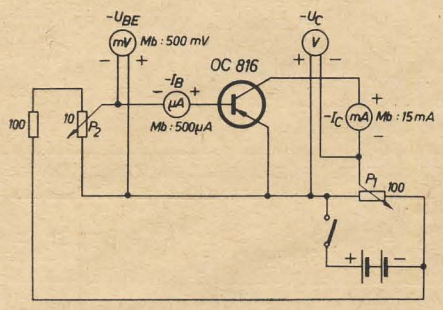


Bild 17: Schaltung zur Aufnahme der Eingangs- und Ausgangskennlinien eines Transistors in Emitterschaltung

Die Aufnahme statischer Transistorkennlinien und die Messung einzelner statischer Kenndaten ist ebenso einfach wie die entsprechende Messung bei Elektronenröhren. Allerdings muß der Einfluß des Meßinstruments stärker beachtet werden. Dies gilt besonders für die Messung der Basis- und Emitterströme und der Basis- und Emitterspannungen, da in diesen Strom- bzw. Meßkreisen die Widerstandswerte meist in der Größenordnung des Innenwiderstandes des zum Messen benutzten Meßinstrumentes liegt.

Diese einfachen Messungen erfordern hochohmige Spannungsmesser ($\geqq 20\,k\Omega/V$) und niederohmige Strommesser ($\leqq 10$ mV Spannungsabfall).

Zur Aufnahme von statischen Kennlinien kann unter Berücksichtigung der bereits erwähnten Innenwiderstände der Meßinstrumente die im Bild 17 gezeigte Schaltung benutzt werden. Die Meßbereiche und die benötigten Betriebsspannungen richten sich nach den Nennwerten des zu prüfenden Transistors. Wichtig ist dabei, daß die maximal zulässige Verlustleistung keinesfalls überschritten werden darf.

Nach Einstellung des Arbeitspunktes für den Prüfling ermöglicht diese Schaltung nach Auftrennung des Basiskreises auch die Messung der Kollektorreströme.

Bild 18 zeigt die Ausgangskennlinien eines Transistors OC 816 in Emitterschaltung.

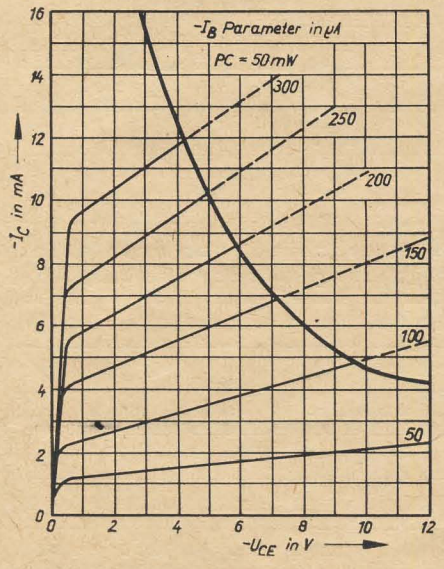


Bild 18: Ausgangskennlinien eines Transistors in Emitterschaltung (OC 816)

Meßwerte für Ausgangskennlinien des Transistors OC 816 in Emitterschaltung bei konstantem Basisstrom $-I_B$ bzw. konstanter Basis-Emitter-Spannung $-U_{BE}$
P_C (50 mW)

$-I_B$ in µA	50	100	150	200	250	300
$-U_{CE}$ in V	I_C in mA					
0,5	1	2,4	4,2	5,5	7	9
1	1,3	2,6	4,4	6	7,6	9,7
2	1,4	2,8	4,8	6,6	8,3	10,6
3	1,5	3,1	5,1	7,2	9	11,3
4	1,6	3,3	5,4	7,7	9,7	12
5	1,7	3,7	5,8	8,2	10,3	12,8
6	1,8	4	6,1	8,8	11	13,5
7	1,9	4,2	6,5	9,3	12,4	14,3
8	1,95	4,4	7	9,9	13,1	15
9	2,05	4,7	7,4	10,5		
10	2,1	5	7,9	11,8		

Auswirkung bei verpoltem Batterieanschluß in einer Transistorstufe

Mit Basisvorwiderstand

Durch Vertauschen der Polarität der Betriebsspannung bei einer pnp-Transistorstufe in Emitterschaltung mit Basisvorwiderstand nach Bild 19 ergeben sich folgende Meßwerte:

	richtig gepolter Batterieanschluß	verpolter Batterieanschluß
I_C	— 1,2 mA	+ 25 µA
I_E	— 1,25 mA	+ 25 µA
I_B	— 14 µA	0

Verpolt man also versehentlich die Betriebsspannung einer pnp-Transistorstufe in Emitterschaltung mit Basisvorwiderstand, so wird der Transistor nicht zerstört.

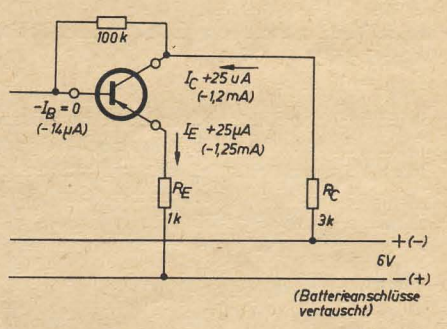


Bild 19: Strommeßwerte in einer pnp-Transistorstufe in Emitterschaltung mit Basisvorwiderstand bei verpoltem Batterieanschluß. (Die Werte in den Klammern ergeben sich bei richtig gepoltem Batterieanschluß.)

Mit Basisspannungsteiler

Durch Vertauschen der Polarität der Betriebsspannung bei einer pnp-Transistorstufe in Emitterschaltung mit Basisspannungsteiler nach Bild 20 ergeben sich folgende Meßwerte:

	richtig gepolter Batterieanschluß	verpolter Batterieanschluß (R_1 = 10 kΩ)	verpolter Batterieanschluß (R_1 = 3 kΩ)
I_C	— 1,4 mA	+ 2,6 mA	+ 3 mA
I_E	— 1,45 mA	+ 2,4 mA	+ 3,1 mA
I_B	— 14 µA	+ 0,5 mA	+ 0,5 mA

Verpolt man versehentlich die Betriebsspannung einer pnp-Transistorstufe in Emitterschaltung mit Basisspannungsteiler, so wird der Transistor gefährdet. Seine mögliche Zerstörung hängt von der Bemessung des Basisspannungsteilerwiderstandes R_1 ab.

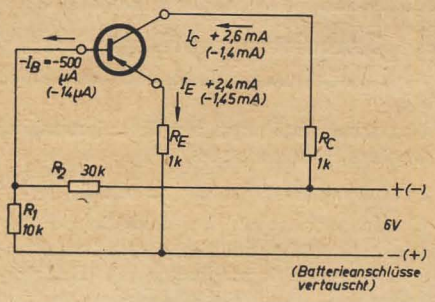


Bild 20: Strommeßwerte in einer pnp-Transistorstufe in Emitterschaltung mit Basisspannungsteiler bei verpoltem Batterieanschluß. (Die Werte in den Klammern ergeben sich bei richtig gepoltem Batterieanschluß.)

Auswirkung bei falsch angeschlossenem Transistor an eine Transistorprüfeinrichtung

Als Probeobjekt wurde ein Transistor OC 812 mit einem Kollektorreststrom I_{CEO} von 200 μA und einer Stromverstärkung von $\beta = 54$ verwendet.
Beim Vertauschen von Kollektor und Emitter ergab sich:
$I_{CEO} = 20\ \mu A$

Beim Vertauschen von Basis und Emitter ergab sich:
$I_{CEO} = 2\ \mu A$

Beim Vertauschen von Kollektor und Basis ergab sich:
$I_{CEO} = 30$ mA!

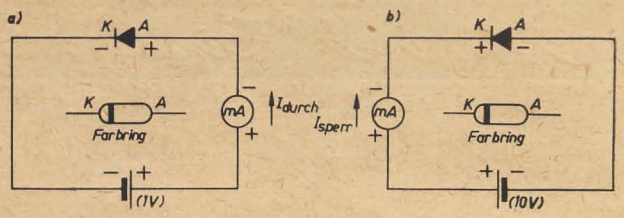
Während das Vertauschen der Anschlüsse C und E sowie B und E keine nachteiligen Auswirkungen hat, ist der zu prüfende Transistor beim Vertauschen der Anschlüsse C und B gefährdet.

Prüfung von Dioden

Allgemeines

Es ist erforderlich, daß sich der Funkmechaniker auch mit der Prüfung von Halbleiterdioden vertraut macht. Im allgemeinen genügt eine „statische" Gleichstromprüfung, da nicht zu erwarten ist, daß sich die bei ihrer Herstellung geprüften dynamischen Eigenschaften einer Halbleiterdiode, ohne Veränderung der statischen Eigenschaften, ändern. In der Praxis wird es selten notwendig sein, eine Halbleiterdiode auszubauen und zu prüfen.
Zur Prüfung in der Werkstatt genügt es, daß Durchlaß- und Sperrstrom oder die dabei auftretenden Durchlaß- und Sperrspannungen gemessen werden.
Im allgemeinen führt man die Prüfung im Durchlaßgebiet bei Strömen von 2···5 mA und 1 V Durchlaßspannung durch, um eine Vergleichsmöglichkeit mit den Daten des Herstellers zu haben, während der Sperrstrom im allgemeinen bei — 10 V Sperrspannung oder bei maximal zulässiger Sperrspannung der zu prüfenden Halbleiterdiode zu kontrollieren ist.
Eine Halbleiterdiode arbeitet in Durchlaßrichtung, wenn die Spannung so angelegt wird, daß an die Anode der Pluspol und an die Katode der Minuspol zu liegen kommt (Bild 21 a).
In Sperrichtung arbeitet eine Halbleiterdiode, wenn die Spannung so angelegt wird, daß an die Anode der Minuspol zu liegen kommt (Bild 21 b).
Die Seite des Glaskörpers der Halbleiterdiode, an der sich der Anschlußdraht der Katode befindet, ist mit einem Farbring gekennzeichnet.

Bild 21: Messen des Durchlaß- und Sperrstromes einer Halbleiterdiode



Diodenprüfung mit einem Leitungsprüfer

Zur einfachen Prüfung von Halbleiterdioden genügt ein Leitungsprüfer. Es ist aber darauf zu achten, daß die an den Prüfspitzen stehende Meßspannung nicht größer als 1,5 V ist. Bei direkt überbrückten Anschlußklemmen darf der „Kurzschlußstrom" nicht höher als 20 mA sein. Sehr gut eignet sich hierzu ein einfacher Multiprüfer oder der umschaltbare Leitungsprüfer vom VEB Gerätewerk Karl-Marx-Stadt. Letzterer wird mit einem Element (1,5 V) betrieben und besitzt die Meßbereiche

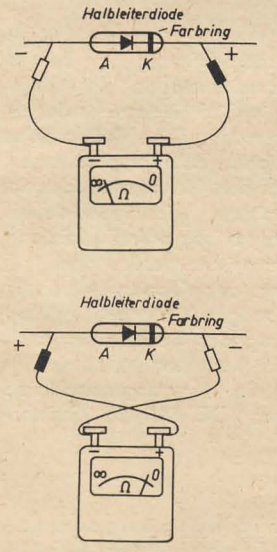


Bild 22: Prüfen einer Halbleiterdiode mit einem Leitungsprüfer: a) in Sperrrichtung (> 100 kΩ), b) in Durchlaßrichtung (< 500 Ω)

0··· 1 kΩ; R_i = 50 Ω; „Kurzschlußstrom" 20 mA
0··· 10 kΩ; R_i = 500 Ω; „Kurzschlußstrom" 3 mA
0···100 kΩ; R_i = 5000 Ω; „Kurzschlußstrom" 0,3 mA

Bild 22 a zeigt das Prüfen einer Halbleiterdiode mit dem Leitungsprüfer in der Sperrichtung. Der gemessene Widerstand liegt für die üblichen Germaniumdioden in der Größenordnung von 10 kΩ···1 MΩ.
Bild 22 b zeigt das Prüfen einer Halbleiterdiode mit dem Leitungsprüfer in der Durchlaßrichtung. Der gemessene Widerstand liegt für die üblichen Germaniumdioden in der Größenordnung von 50··· 300 Ω.
Die Widerstandswerte defekter Dioden weichen von den Werten bei ordnungsgemäßem Zustand deutlich ab. Außerdem läßt sich mit einem Leitungsprüfer durch die Ermittlung der Sperr- und Durchlaßrichtung leicht feststellen, an welcher Seite die Katode oder Anode liegt.

B. Pabst

Einige statische Werte für Halbleiterdioden

Typ	OA 625	OA 626	OA 645	OA 665	OA 685	OA 705
Durchlaßstrom bei + 1 V in mA	≧ 5	≧ 3	≧ 3	≧ 3	≧ 2	≧ 2
Sperrstrom bei — 10 V in µA	≦ 100	≦ 100	≦ 100	≦ 50	≦ 50	≦ 15
— 20 V in µA		≦ 500				
— 40 V in µA			≦ 500			
— 60 V in µA				≦ 500		
— 80 V in µA					≦ 500	
— 100 V in µA						≦ 250

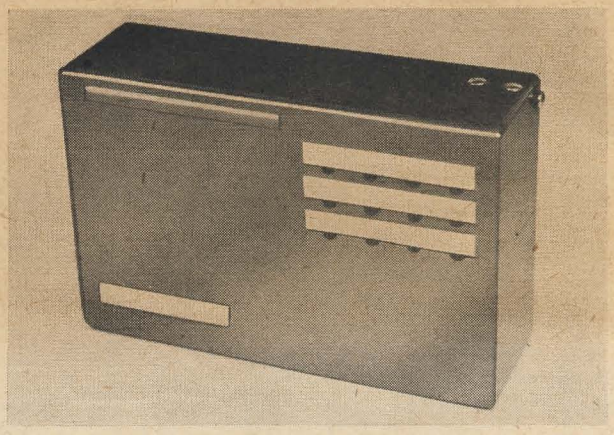
Mit einem Leitungsprüfer mit drei Meßbereichen (x 0,1; x 1 und x 10) gemessene Widerstandswerte verschiedener Halbleiterdioden in Durchlaß- und Sperrichtung (Meßspannung 1,5 V)

	Meßbereich	RD	OA 625	OA 626	OA 645	OA 665	OA 685	OA 720
Sperrrichtung	x 10	> 100 kΩ	> 100 kΩ	> 100 kΩ	> 100 kΩ	∞	> 100 kΩ	> 100 kΩ
	x 1	∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞
	x 0,1	∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞
Durchlaßrichtung	x 10	1000 Ω	500 Ω	200 Ω	850 Ω	900 Ω	600 Ω	200 Ω
	x 1	250 Ω	200 Ω	125 Ω	300 Ω	240 Ω	250 Ω	100 Ω
	x 0,1	120 Ω	90 Ω	50 Ω	180 Ω	90 Ω	120 Ω	25 Ω

Im allgemeinen teilt man die Klasse der transportablen Rundfunkempfänger in zwei Gruppen ein. Zur ersten Gruppe gehören die auf Klangqualität und Empfindlichkeit sowie Bedienungskomfort ausgerichteten Kofferempfänger, zur zweiten die Taschengeräte, bei denen sich alle anderen Faktoren dem angestrebten geringen Volumen unterzuordnen haben. Mehrere Wellenbereiche findet man daher erst oberhalb eines gewissen Volumens, und der UKW-Bereich war den Spitzengeräten dieser Klasse vorbehalten. Eine gute Wiedergabe eines möglichst breiten Frequenzbandes erfordert eine möglichst große abstrahlende Fläche, und die Breitbandigkeit des Lautsprechers muß mit größerer Steuerleistung erkauft werden. Schließlich aber ist der für UKW notwendige Zusatzaufwand nicht klein. Dennoch gibt es Gründe für Taschengeräte mit UKW-Teil. Einer von ihnen ist die wachsende Senderdichte auch in diesem Bereich; es gibt bereits Programme, die bereits jetzt oder in naher Zukunft nur dort abgestrahlt werden.

Der hier vorgestellte UKW-Taschenempfänger zeigt folgende Besonderheiten:

- **unkomplizierte Schaltung durch Verzicht auf AM**
- **ZF in Emitterschaltung**
- **keine Neutralisation der ZF notwendig**
- **ausschließlich Einsatz von DDR-Bauelementen**



10-Kreis-UKW-Taschenempfänger, ausschließlich mit DDR-Bauelementen aufgebaut. Außenmaße 44 mm × 100 mm × 150 mm. Bestückung: 9 Transistoren (GF 131, GF 132, 3 × GF 130, GC 101, GC 116, 2 × GC 121) und 3 Dioden (2 × OAA 646, OA 625). Stromversorgung 6 V (4 × EAaT), Ruhestrom etwa 10 mA, Ausgangsleistung etwa 100 mW. Breitbandiger Kleinlautsprecher 112 M bietet gute Klangqualität. UKW-Teil kann als Steuergerät für hochwertige Heimanlagen eingesetzt werden. ZF-Verstärker in Emitterschaltung, durch geeignete Dimensionierung ohne Neutralisation

UKW-Taschenempfänger

Bearbeitet von L. KNAPSCHINSKY und K. SCHLENZIG

Der Aufbau eines reinen UKW-Taschengerätes gestaltet sich gegenüber einem kombinierten Gerät wesentlich einfacher. An ihm kann der Amateur Erfahrungen sammeln, die ihm später den Bau eines AM/FM-Taschengerätes beträchtlich erleichtern helfen. Ein solches Gerät wird ebenfalls an dieser Stelle vorgestellt. Die meistbenutzte Eingangsschaltung zeigt einen Tuner mit Vorstufe in nichtneutralisierter Basisschaltung und eine selbstschwingende Mischstufe. Die Abstimmung kann kapazitiv oder induktiv erfolgen. Die induktive Abstimmung ergibt aber gewisse Schwierigkeiten beim mechanischen Aufbau und Abgleich. Günstiger ist daher die Verwendung des UKW-Kleindrehkos Typ 302 (VEB Funk- und Feinmechanik Neustadt-Glewe).

Zur Einhaltung der Störstrahlungsbedingungen der Deutschen Post ist der gesamte Tuner zu schirmen.

Auch für den ZF-Teil gibt es zwei Möglichkeiten. Einen einfachen, unkritischen Aufbau gewährt die Basisschaltung, da man hier auf eine Neutralisation verzichten kann. Dafür ist die Selektion des Gerätes jedoch so gering, daß man statt normalerweise drei hier vier ZF-Stufen benötigt. Es ist aber auch bei der Emitterschaltung unter bestimmten Bedingungen möglich, die Neutralisation einzusparen. Die Sicherheit gegen Selbsterregung wird dann durch hohe Kreiskapazitäten und durch Einbau der einzelnen Stufen in die Kammern eines Blechgehäuses erreicht.

Gewählte Schaltung

Den soeben angestellten Überlegungen entsprechend erhielt der Tuner eine Kapazitätsabstimmung, und der ZF-Teil wurde mit drei in Emitterschaltung arbeitenden Transistoren GF 130 bestückt. In der Vorstufe befindet sich ein GF 132, während die selbstschwingende Mischstufe einen GF 131 enthält. Einwandfreie Erdverhältnisse wurden durch die Wahl des negativen Batteriepols als Masseelektrode erreicht. Im NF-Teil ist darauf Rücksicht zu nehmen; die Emitter sind durch relativ große Kapazitäten gegen Masse zu legen. Der NF-Teil weist keine weiteren Besonderheiten auf; man findet ihn in jedem

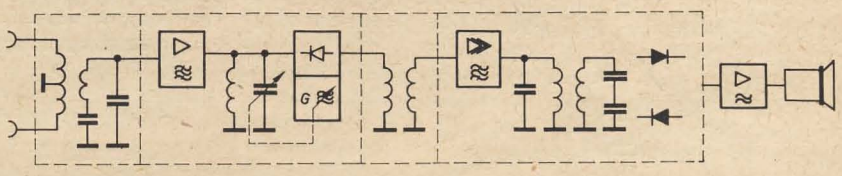


Bild 1:
Blockschaltung des UKW-Taschenempfängers

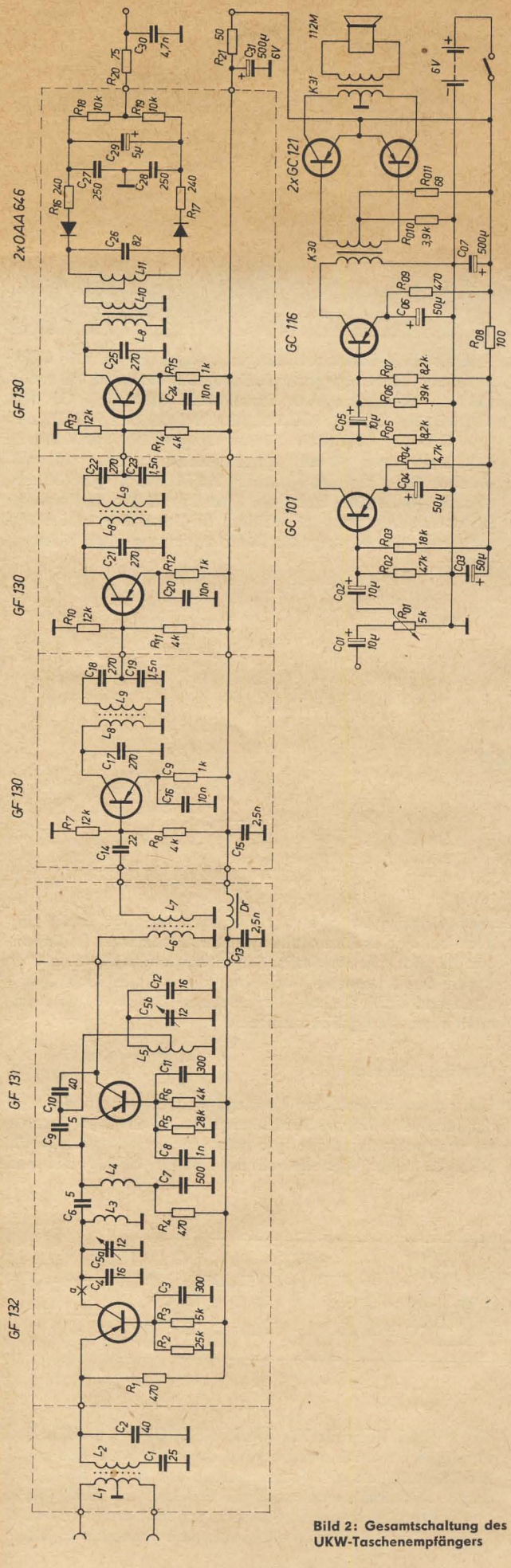


Bild 2: Gesamtschaltung des UKW-Taschenempfängers

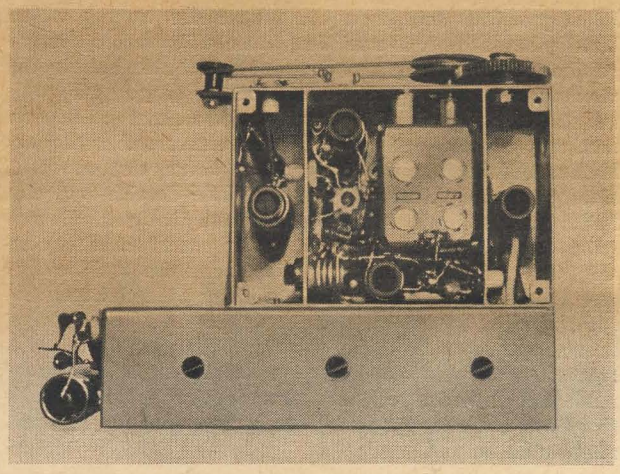


Bild 3: Aufbau des Tuners

nicht zu sparsam aufgebauten Taschengerät. Die Blockschaltung des Empfängers zeigt Bild 1.

Schaltungsbeschreibung

Bild 2 gibt die Gesamtschaltung des Gerätes wieder. Der Antennenkreis ermöglicht den Anschluß von Antennen mit 60 und 240 Ω Impedanz. Er ist als π-Glied aufgebaut und fest mit dem Vorstufentransistor gekoppelt. Der Anschluß der selbstschwingenden Mischstufe erfolgt kapazitiv. Die Rückkopplung geschieht in bekannter Weise kapazitiv mit einem phasenkorrigierenden LC-Glied. Um eine Rückwirkung der ZF zu verhindern, wird die Speisespannung des Tuners mit dem LC-Glied Dr, C_{13} gesiebt. Hier lassen sich mit Erfolg die vom VEB Keramische Werke Hermsdorf gefertigten Durchführungsfilter einsetzen.

Über den im Tuner enthaltenen ZF-Kreis L_6, C_{10} gelangt die ZF zum dreistufigen, bandfiltergekoppelten ZF-Verstärker. Der Arbeitspunkt der in Emitterschaltung arbeitenden Transistoren GF 130 wurde auf 1 mA Emitterstrom festgelegt. Die Kreiskapazitäten sind so groß, daß sich die Durchlaßkurve des gesamten Verstärkers mit dem Grad der Aussteuerung nicht ändert.

Die ZF-Kreise werden an die niedrigen Eingangswiderstände der Transistoren durch Teilung der sekundären Kreiskapazität angepaßt. Damit ergibt sich für die Filter ein einfacher Aufbau.

Zur Demodulation dient ein symmetrischer Ratiodetektor mit den Dioden OAA 646. Die NF-Spannung wird von der Mitte des Lastwiderstandes abgenommen. Daher konnte die Tertiärspule des Ratiofilters an Masse gelegt werden.

Der NF-Verstärker enthält als Vorstufe einen GC 101 (oder GC 100), als Treiber einen GC 116 und in der Endstufe ein Pärchen 2 × GC 121. Als Übertrager dienen die Typen K 30 und K 31 aus dem T 100. Eine Erwähnung verdient noch der Lautsprecher. Dieser neu entwickelte Typ 112 M eignet sich für UKW-Taschenempfänger vorzüglich, denn er strahlt noch bis 14 kHz ab. Dennoch ist sein Volumen nur wenig größer als das des LP 558 und liegt erheblich unter dem des im Frequenzumfang vergleichbaren LP 559.

Praktischer Aufbau

Tuner und ZF-Teil sind konventionell in Blechgehäusen in dreidimensionaler Verdrahtung untergebracht.

Tuner

Das Gehäuse des Tuners hat die Maße 80 mm × 55 mm × 33 mm. Die Aufteilung in drei Kammern ist aus Bild 3 ersichtlich. Die linke Kammer enthält den auf einen 8-mm-Stiefelkern gewickelten Antennenübertrager und die zur Eingangs-π-Schaltung gehörenden Kondensatoren C_1 und C_2. Die Antennenanschlüsse sind durch keramische Durchfüh-

rungen in der Tunerwand geführt. Auf gleiche Weise gelangt die HF an den Emitter des Vorstufentransistors in der Hauptkammer. In dieser Kammer sind sämtliche Bauelemente des ZF- und des Oszillatorkreises untergebracht. ZF- und Oszillatorspule werden ebenfalls von 8-mm-Stiefelkörpern getragen. Die in die Trennwand zur Antennenkammer eingeklebte Phasenkorrekturspule besitzt einen 6-mm-Körper. Alle Spulen werden mit HF-Eisenkernen abgeglichen.

Die rechte Kammer enthält den Stiefelkern des ZF-Kreises und den der Auskoppelspule sowie die Drossel und den Kondensator für die Siebung der Speisespannung. Alle Masseanschlüsse wurden direkt an das Gehäuse gelötet.

Der Tuner ist direkt mit der Rückwand des 110 mm × 40 mm × 29 mm großen ZF-Verstärkergehäuses verschraubt. Dadurch wird die Zuleitung für die ZF sehr kurz, und außerdem ist eine sehr gute Masseverbindung zwischen beiden Baugruppen gegeben. Tuner und ZF-Teil bilden eine kompakte Baueinheit, die auch in andere Geräte eingesetzt werden kann, z. B. in Verbindung mit einem hochwertigen NF-Teil.

Der Tunerboden wird durch eine angeschraubte Blechplatte verschlossen.

ZF-Teil

Die drei Kammern des ZF-Verstärkers (Bild 4) enthalten je eine Verstärkerstufe. Die ZF-Filter wurden auf 5-mm-Spulenkörper gewickelt. Sehr gut eignen sich hierfür die Stegbuchsen der Schalenkerne des Typs 36 × 22. Je zwei dieser Körper werden an der verdickten Stelle mit Benzol zusammengeklebt, auf die erforderliche Länge von 40 mm gekürzt und in passende Bohrungen des Gehäuses geklebt. Die Wicklungen von L_8 und L_9 zieht man auf 7 mm Länge aufeinander; der Abstand beider Spulen beträgt etwa 2 mm. Die Wicklungen werden mit Duosan festgelegt. Die außen liegenden Spulenanschlüsse lötet man direkt an das Chassis an. Das Ratiofilter weist den gleichen Aufbau auf (Bild 5). Der Abstand der Spulen beträgt hier jedoch 3···4 mm. Die Wicklung von L_{10} wird auf 7 mm auseinandergezogen. L_{11} wickelt man bifilar, die Windungen liegen dicht nebeneinander. Auf die kalte Seite von L_{10} kommt unter Zwischenlegen von Isolierpapier L_{12}, dicht gewickelt.

Als Abgleichkerne eignen sich zu den Spulenkörpern passende Pulvereisen-Gewindekerne. Die Leergüte der Spulen sollte bei 10,7 MHz um 100 liegen. Das erreicht man z. B. mit Schraubkernen M 4,5 × 0,5 × 8 aus Manifer 220.

Die Zuführung der ZF-Spannung zu den einzelnen Stufen und der Anschluß der NF-Leitung erfolgen wie im Tuner über keramische Durchführungen, die in die Zwischenwände eingeklebt werden. Die Deemphasisglieder befinden sich außerhalb des Gehäuses. Der ZF-Verstärker arbeitet im Mustergerät so stabil, daß eine Abdeckplatte für das Gehäuse nicht notwendig ist. Tabelle 1 faßt die Spulendaten des Gerätes zusammen.

NF-Teil

Für den NF-Teil verblieb der freie Raum rings um den Lautsprecher, von dem noch ein Teil für die in zwei PVC-Rähmchen mit Federn aus dem T 100 kontaktierten EAaT-Zellen benötigt wurde. Im Mustergerät werden alle Teile von einer Hp-Lochplatte getragen, die sich ohne weiteres durch eine Leiterplatte ersetzen läßt.

Tabelle 1. Spulendaten

L_1:	2 × 2 Wdg. 0,4 CuLS bif. zwischen L_2-Windungen; Enden überkreuz angeschlossen, mittlere Verbindung an Masse
L_2:	5 Wdg. 0,8 Cu vers.
L_3:	3 Wdg. 0,8 Cu vers.
L_4:	4 Wdg. 0,6 CuL
L_5:	3 Wdg. 0,8 Cu vers.; Abgriff bei 2,5 Wdg. vom kalten Ende
L_6:	25 Wdg. 10 × 0,05 HF-Litze
L_7:	2 Wdg. 0,2 CuLS, Lage über kaltem Ende von L_6
Dr:	30 Wdg. 0,2 CuLS direkt auf Ferritkern 4 mm ∅
L_8:	11 Wdg. 0,2 CuLS
L_9:	11 Wdg. 0,2 CuLS
L_{10}:	6 Wdg. 0,2 CuLS
L_{11}:	2 × 10 Wdg. 0,2 CuLS bif.

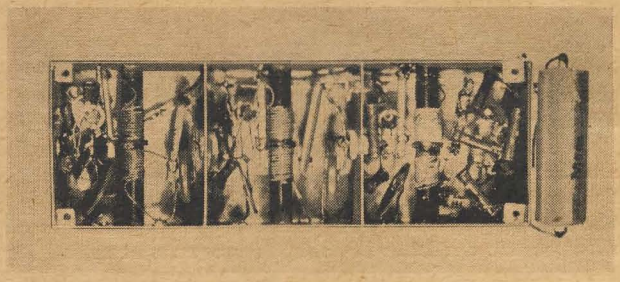


Bild 4: Aufbau des ZF-Verstärkers

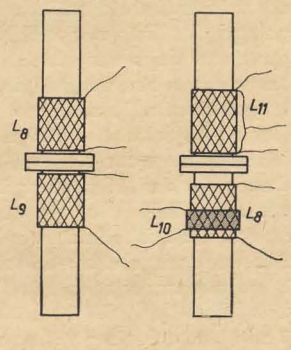


Bild 5: Aufbau der Filter

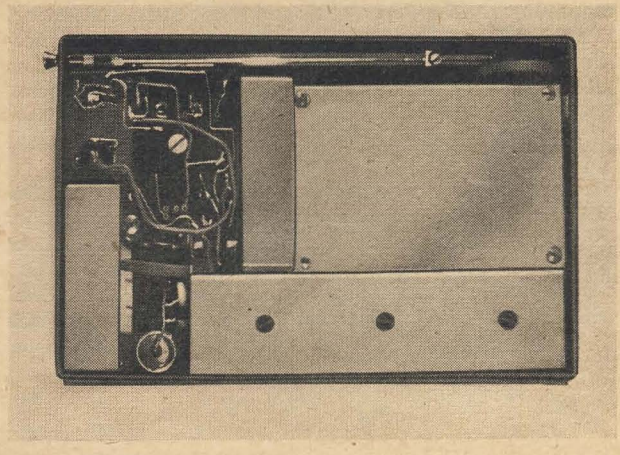


Bild 6: Rückansicht des Gerätes

Antenne und Skalenantrieb

Da die Antenne im Gehäuse versenkbar sein sollte, galt es, den wegen des Drehkos ebenfalls in dieser Ebene liegenden Skalenantrieb entsprechend klein zu halten. Dem kommt die im Drehko bereits enthaltene Zahnraduntersetzung entgegen, so daß für das Seilrad eine 18-mm-Umlenkrolle ausreichte, die von einem T 100-Rändelrad über ein Seil angetrieben wird. Dieses Seil trägt auch den Zeiger, der vorn in einem Schlitz des Gehäuses sichtbar wird. Das Seil ist so geführt, daß es von der waagerecht einschiebbaren Antenne nicht gestört wird. Der gesamte Skalenantrieb ist unmittelbar am Tunergehäuse befestigt. Als Gehäusematerial fand 2-mm-PVC Verwendung, in bekannter Weise über heißen Widerstandsdraht gebogen und mit PCD 13 geklebt. Schwierig zu beschaffen ist lediglich die zusammenschiebbare Stabantenne des Mustergerätes, da es sich hierbei ebenfalls um ein Handmuster handelt. Es steht jedoch jede andere Konstruktion frei, auch z. B. die etwas dickere Stern-Stabantenne, die sich auseinandernehmen und in den einzelnen Gliedern entsprechend kürzen läßt.

Abgleich des Gerätes

Nach Prüfung der Emitterspannungen aller Transistoren, die bei den Transistoren GF 131 und 132 etwa 0,5 V betragen und bei den GF 130 bei etwa 1 V liegen sollen, und nach Messung der Gesamtstromaufnahme des HF/ZF-Teils (etwa 6 mA bei 6 V), wird zunächst der Rückkopplungskondensator des Oszillators abgelötet. Der ZF-Teil (ohne Sekundärseite des Ratiofilters) wird auf max. Summenrichtspannung am Ratioelko abgeglichen. Das geschieht schaltungsmäßig nach rückwärts, da der letzte ZF-Kreis die Frequenz bestimmt. Die eingespeiste ZF-Spannung soll etwas unterhalb des Begrenzungseinsatzes liegen. Der Kern des Demodulatorkreises ist dabei völlig herausgedreht.
Für den Abgleich des Verhältnisgleichrichters wird ein μA-Meter mit Vorwiderstand von etwa 100 kΩ an die Verbindung der beiden Lastwiderstände des Demodulators und an Masse gelegt; der Kreis wird auf Nullausschlag am Instrument abgestimmt. Falls der Nulldurchgang beim Durchdrehen des Kerns nicht einwandfrei beobachtet wird, liegt ein Schaltungsfehler im Demodulatorteil vor.
Der ZF-Abgleich wird einige Male wiederholt. Natürlich wird jetzt der Kern des Demodulators nicht mehr herausgedreht. Danach ist der Ankopplungskondensator des Oszillators wieder anzulöten. Falls man die Oszillatorspannung kontrollieren kann, so sollen sich hier 50···150 mV nachweisen lassen. Der Frequenzbereich wird mit der Oszillatorspule eingestellt. Die Frequenzvariation des Kreises erlaubt es, den gesamten UKW-Bereich von 87,5 bis 100 MHz zu erfassen.
Den Zwischenkreis gleicht man am besten auf Bandmitte ab. Wer optimalen Gleichlauf verlangt, muß an den Vorkreis einen Trimmer von 0,5···4 pF anschließen und die Parallelkapazität auf 14···15 pF verringern. In diesem Fall ist am unteren und oberen Bandende L- und C-Abgleich erforderlich. Der Antennenkreis wird wegen des Verstärkungsabfalles bei höheren Frequenzen auf etwa 96 bis 97 MHz abgestimmt.

Anwendungserfahrungen

In seinen Empfangseigenschaften steht das kleine Gerät bei richtigem Abgleich einem röhrenbestückten Heimempfänger der unteren bis mittleren Preisklasse nicht nach. Für Berliner Hörer ist trotz der dichten Senderfolge die Trennschärfe gut. In Gebieten mit sehr hohen Feldstärken (in Sendernähe) muß natürlich die Antenne sehr kurz gehalten werden, weil

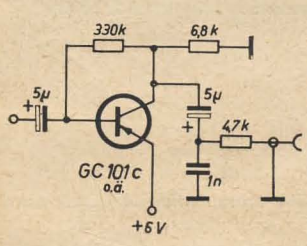


Bild 7: Schaltung des Zusatzverstärkers zum Anschluß des Taschenempfängers ab Demodulator an hochwertige Heimanlagen

sonst der Oszillator übersteuert wird und außerdem unerwünschte Mischprodukte auftreten können.
Infolge seiner guten Eigenschaften kann man den UKW-Teil durchaus in Heimanlagen zur Aussteuerung hochwertiger NF-Verstärker oder bei Tonbandaufnahmen anwenden. Dazu empfiehlt es sich, an die Demodulation anschließend einen einstufigen NF-Verstärker anzuschalten, der dann Ausgangsspannungen bis etwa 1 V abgibt, die zur Aussteuerung fast aller Geräte ausreichen. Bei stationärem Empfang ist besonders darauf zu achten, daß dem Empfänger keine zu hohen Eingangsspannungen, wie sie oft Hochantennen liefern, angeboten werden.
Zur Begrenzung sehr hoher Eingangssignale, die die Mischstufe übersteuern könnten, läßt sich an den Zwischenkreis eine vorgespannte Diode anschließen. Dazu wird die Kollektorleitung des Vorstufentransistors am Punkt a unterbrochen. An dieser Stelle fügt man die Parallelschaltung eines 120-Ω-Widerstandes und eines 1-nF-Keramikkondensators ein. Vom Kollektor wird eine niederohmige Diode gegen Masse gelegt; die Katode weist zum Kollektor. Diese Schaltungsanordnung beeinflußt kleine Signale nicht.

Erweiterungen

Die Schaltung des erwähnten Zusatzverstärkers für den Anschluß des Empfängers an hochwertige Niederfrequenzteile zeigt Bild 7.
Den Eingang dieses Verstärkers schließt man an die NF-Leitung des Empfängers hinter der Deemphasis an. Die frequenzunabhängige Gegenkopplung vom Kollektor zur Basis dient bei dieser einfachen Schaltung der Arbeitspunktstabilisierung gegen Temperatureinflüsse.

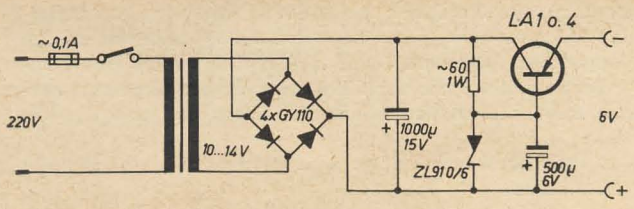


Bild 8: Stabilisiertes Netzgerät für Dauerbetrieb

Für Empfangsgebiete mit hohen Senderfeldstärken darf nur die eingebaute Antenne benutzt werden, die den Erfordernissen entsprechend ausgerichtet und je nach Eingangsspannung verkürzt wird. Eine Hochantenne würde den hier beschriebenen Tuner bei hohen Feldstärken mit Sicherheit übersteuern, so daß der Oszillator aussetzen kann. Für Gebiete mit schwach einfallenden Sendern ist dagegen der Anschluß einer leistungsfähigen Außenantenne durchaus zweckmäßig.
Alle diese Zusätze erfordern natürlich entsprechende Anschlüsse nach außen. Für reinen Heimbetrieb könnte dazu der Empfänger in eine etwas größere Box eingesetzt werden. In dieser Box lassen sich auch größere Batterien oder ein kleines Netzgerät unterbringen.
Ein spezielles Stromversorgungsgerät ist für Dauerbetrieb sehr vorteilhaft. Eine brummfreie, sehr gut stabilisierte Spannung liefert die Schaltung nach Bild 8. Der Aufbau ist unkritisch, doch sollte zumindest die Zenerdiode auf einer 3 cm × 3 cm großen Kühlfläche (Al, 2 mm dick) montiert werden. Wegen des nach den Sicherheitsbestimmungen erforderlichen Berührungsschutzes benötigt man unbedingt einen Trenntransformator. Falls man diesen Trafo selbst wickelt, empfehlen sich folgende Daten: Kerngröße M 42, Dynamoblech IV ohne Luftspalt, d. h. wechselseitig geschichtet. Primärwicklung 5000 Wdg., 0,1 CuL. Sekundärwicklung 270 Wdg. Da gleichstromseitig mehr als 100 mA fließen, kommen als Gleichrichter 1-A-Typen der Reihe GY 110 in Frage. Die Betriebsspannung des Elkos und der genaue Wert des Widerstandes richten sich nach der bei Belastung auftretenden Gleichspannung, falls ein anderer Trafo verwendet wird (z. B. Heiztrafo mit zwei in Reihe geschalteten 6,3-V-Wicklungen). Bei Betrieb des Netzteils ist darauf zu achten, daß weder das Gerät falsch angeschlossen wird noch ein Kurzschluß auftritt. Im ersten Falle gefährdet man den Empfänger, im zweiten den Regeltransistor. In die Emitterleitung sollte daher eine flinke Sicherung für 600 mA eingesetzt werden.
Das hier beschriebene Netzanschlußgerät ist universell verwendbar. Es gibt bis zu 3 W Gleichstromleistung ab und kann deshalb auch als Gleichspannungsquelle für große Koffergeräte eingesetzt werden, sofern diese für 6 V Betriebsspannung ausgelegt sind.
Zum Betrieb des Taschenempfängers genügt allerdings bereits ein üblicher Klingeltrafo.

Literatur

[1] Diefenbach, W. W.: Nicolette de Luxe, ein Taschenempfänger in Mikrotechnik. Funk-Technik 20 (1965), H. 1, S. 19 u. 20
[2] „Signalmaster 6077", ein batteriebetriebener FM-Tuner mit NF-Verstärker. Funk-Technik 19 (1964), H. 10, S. 363
[3] Telefunken-Laborbuch, Band 2. Francis-Verlag München
[4] Müller, E.: UKW-Super mit Transistoren. radio und fernsehen 14 (1965), H. 17, S. 531–537 und H. 18, S. 570 u. 571

Zeitzeichenempfang im Geodätischen Institut Potsdam

Teil 2 und Schluß

Ing. F. BUCKBESCH

Mitteilung aus dem Geodätischen Institut Potsdam der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Die Arbeitsweise eines Zeitzeichenoszillografen (ZZO)

Um die hohe Meßgenauigkeit von 0,1 ms zu erreichen, ist die Ablenkgeschwindigkeit des Oszillografenstrahles so zu wählen, daß der Strahl in 0,1 ms etwa 1 mm auf dem Bildschirm schreibt. Das bedeutet aber, daß die Sekunde durch eine Strecke von 10 m Länge dargestellt werden muß. Von diesen 10 m kann aber nur ein kleiner Teil auf dem Oszillografenschirm wiedergegeben werden. Um welchen Abschnitt es sich aus dieser 10-m-Skala handelt, muß auf eine geeignete Weise angezeigt werden. Außerdem muß dieser „sichtbare" Teil mit möglichst wenig Handgriffen an jede beliebige Stelle der 10-m-Skala gerückt werden können.

Das Blockschaltbild Bild 8 zeigt das Arbeitsprinzip des ZZO. Die Steuerung erfolgt mit 100 kHz Normalfrequenz. In dem ersten Teiler erfolgt eine Untersetzung auf 10 kHz. Das darauf folgende Tor gestattet in Verbindung mit der „Nullstellung" einen zeitlich definierten Start der folgenden Teilerkette. Aus dem mit 10 kHz angesteuerten Teiler werden Impulse zur Skalendarstellung entnommen. Die folgenden Teilerstufen gestatten die Abnahme von je zehn Impulsen über verschiedene Ausgänge. Der Abstand der Impulsfolge zweier benachbarter Ausgänge entspricht der Zeit einer Schwingung der Eingangsfrequenz des Teilers.

Mit Hilfe von Wahlschaltern können die Impulse von den gewünschten Ausgängen abgegriffen werden. Über Impulsformerstufen werden sie dann einer Impulsauswahlschaltung zugeleitet. Die Impulsauswahlschaltung gibt einen Auslöseimpuls an die getriggerte Zeitablenkung, wobei die Ablenkgeschwindigkeit in vier Stufen einstellbar ist. Die niedrigste Ablenkgeschwindigkeit beträgt etwa 10 cm/s, die höchste etwa 10 m/s. Der Zeitablenkschaltung wird ein Impuls zur Hellsteuerung der Bildröhre entnommen.

Das vom Empfänger kommende Signal wird verstärkt dem Meßplattenpaar zugeführt.

Teilerstufen

Maßgeblich verantwortlich für eine exakte und fehlerfreie Messung sind die Frequenzteiler. Ein einziger ausgelassener Impuls in der letzten Stufe würde Fehlmessungen von 100 ms zur Folge haben. Aus diesem Grunde wurden die Frequenzteiler für größte Betriebssicherheit ausgelegt. Tatsächlich arbeiten die Frequenzteiler seit über zwei Jahren im Dauerbetrieb. In dieser Zeit haben sich keine bemerkenswerten Störungen gezeigt.

Jede Teilerstufe besteht aus einer Doppeltriode als Steuerstufe und einer dekadischen Zählröhre EZ 10 B der Firma Elesta.

Bild 9 zeigt das Schaltbild der gesamten Teilergruppe. Da von der Katode 9 der Zählröhre jeweils der Weiterleitimpuls zur nächsten Teilerstufe entnommen wird, ist es nötig, eine Trennstufe vor den Wahlschalter zu legen. Somit werden Fehlimpulse, die durch das Aufschalten entstehen können, von dem folgenden Teiler ferngehalten. Als Impulsformer sind vor jeder Zählröhre Univibratoren angeordnet. Sie sind so dimensioniert, daß die Dauer der Transferimpulse etwa der Hälfte der Pause zwischen zwei Eingangsimpulsen entspricht. Damit führen Hilfs- und Hauptkatoden der Zählröhren etwa gleiche Zeiten Strom, was sich günstig auf die Lebensdauer auswirkt.

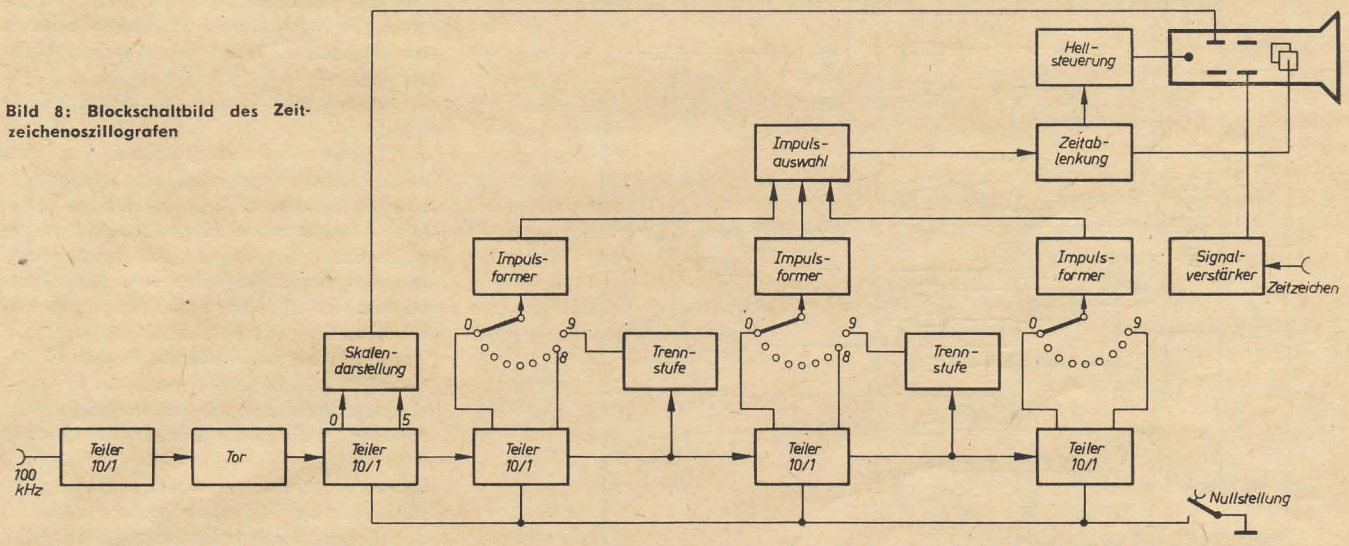
Torstufe

Die Torstufe (Bild 10) weist keine Besonderheiten auf. Eine Doppelsteuerröhre EH 960 dient als eigentliches Tor. Sie wird auf dem dritten Gitter von einem Thyratron S 1,3/0,5 iV gesteuert. Das Thyratron läßt sich durch einen Uhrkontakt oder Impuls öffnen.

Impulsformer

Die Schaltung der Impulsformer (Bild 11) ist äußerst einfach. Der Impuls wird zunächst differenziert. Dabei entstehen zwei positive Impulse und ein aus der Rückflanke gebildeter negativer Impuls (Bild 12). Die Spannung dieses negativen Impulses beträgt 6 V. Gelangt dieser Impuls jetzt auf das Gitter der Impulsverstärkerröhre, so entsteht an deren Anode ein hoher positiver Impuls, der zur Steuerung der Impulsauswahlschaltung benutzt wird.

Bild 8: Blockschaltbild des Zeitzeichenoszillografen



Impulsauswahlschaltung

Der Triggerimpuls soll an die Zeitablenkschaltung erst dann gelangen, wenn die mit den Wahlschaltern eingestellten Katoden der drei Zählröhren je einen Impuls abgegeben haben. Dabei ist Bedingung, daß zunächst der 1-Hz-Impuls, dann der 10-Hz-Impuls und schließlich der 100-Hz-Impuls in dieser zeitlichen Reihenfolge eintreffen. Das bedeutet, daß 100-Hz-Impulse, die vor dem wirksamen 10-Hz-Impuls eintreffen, keinen Schaltvorgang auslösen dürfen. Entsprechend verhält es sich mit den 10-Hz-Impulsen. Diese Bedingungen werden von zwei bistabilen Multivibratoren bei entsprechender Zusammenschaltung erfüllt. Zum besseren Verständnis gehen wir von der Annahme aus, daß im Bild 13 jeweils das rechte Röhrensystem stromführend ist. Alle

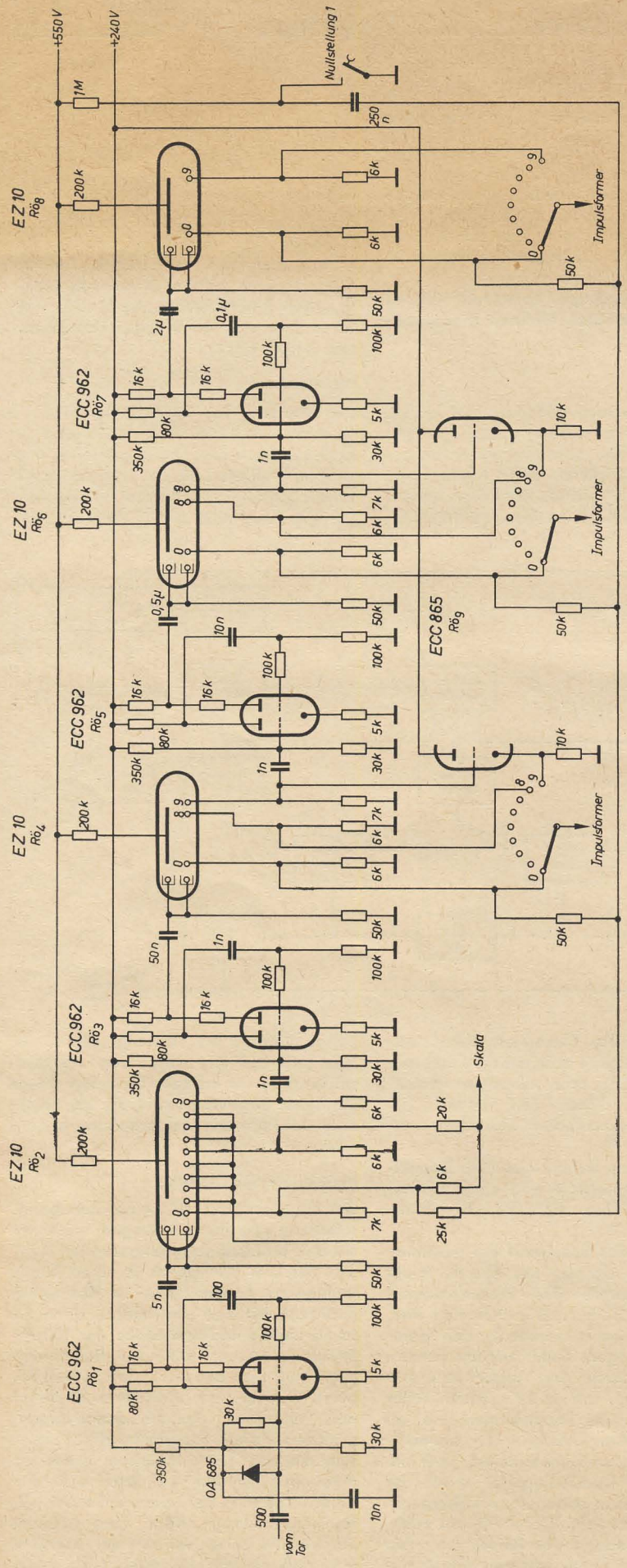


Bild 9: Frequenzteilung des Zeitzeichenoszillografen

10-Hz- und 100-Hz-Impulse bleiben ohne Wirkung. Der erste eintreffende 1-Hz-Impuls bewirkt jetzt jedoch eine Stromübernahme auf das linke System von $Rö_1$. Das rechte System wird stromlos. Der nächste 10-Hz-Impuls bewirkt das Zurückkippen der Flip-Flop-Stufe. Das linke System von $Rö_1$ wird wieder stromlos, an der Anode tritt ein positiver Spannungssprung auf. Über $Rö_2$ gelangt ein differenzierter Impuls auf das Gitter des linken Systems der $Rö_3$. Durch Stromübernahme wird das rechte System stromlos und kann jetzt von dem nächsten eintreffenden 100-Hz-Impuls angesteuert werden. Dann zieht wieder das rechte System Strom. An der Anode des linken Systems entsteht ein positiver Spannungssprung, der differenziert den Steuerimpuls für die getriggerte Zeitablenkung abgibt.

Zeitablenkschaltung

Durch ein System von $Rö_4$ verstärkt und in der Phase gedreht gelangt der Steuerimpuls auf einen weiteren als Triggerstufe arbeitenden bistabilen Multivibrator ($Rö_1$ im Bild 14). Der positive Spannungssprung an der Anode des linken Systems von $Rö_1$ steuert dann den Ablenkgenerator $Rö_2$.

Es handelt sich hierbei um einen Miller-Integrator, bei dem der praktisch linear abfallende Spannungsverlauf an der Anode durch einen positiven Spannungssprung am Bremsgitter erzwungen wird. Die Ablenkgeschwindigkeit wird stufenweise durch Umschalten der Kondensatoren eingestellt. $Rö_3$ dient als Ablenkverstärker. Es ist eine Breitbandphasenumkehrschaltung, deren Verstärkung von dem Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2 zueinander abhängt. Die Verstärkung ist so eingestellt, daß eine hinreichende Auslenkung auf dem Bildschirm erreicht wird.

Um zu gewährleisten, daß der Elektronenstrahl der Oszillografenröhre nur während des linearen Hinlaufs freigegeben wird, wird dem Wehneltzylinder während dieser Zeit ein positiver Impuls zugeführt. Dieses geschieht auf folgende Weise: Der von der Anode der $Rö_2$ abgenommene Impuls wird integriert. Die Größe des Integrationskondensators wird zugleich mit Verändern der Ablenkgeschwindigkeit umgeschaltet. Der entstehende fast rechteckförmige Impuls wird durch $Rö_4$ verstärkt und beschnitten. An der Anode der Röhre steht dann ein positiver Impuls von etwa 200 V zur Aussteuerung der Bildröhre während der Ablenkperiode zur Verfügung.

Netzteil

Vom Netzteil sind die erforderlichen Heiz- und Anodenspannungen zu liefern. Zur Gleichrichtung dienen Germaniumdioden sowjetischer Fertigung. Eine Stabilisierung der Anodenspannungen mit Glimmentladungsröhren hat sich als ausreichend erwiesen.

Praktischer Betrieb

Soll mit dem ZZO ein Signal unbekannter Zeit gemessen werden, wird zunächst eine

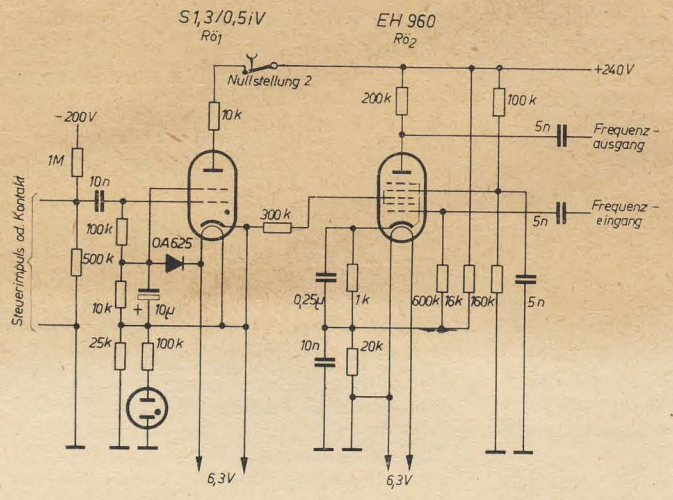


Bild 10: Torstufe

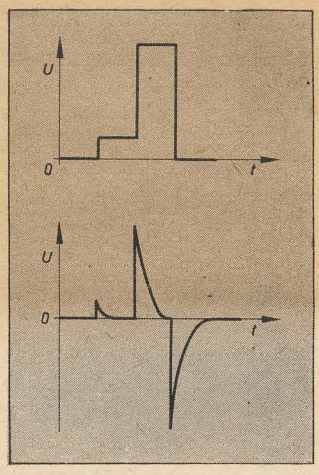


Bild 12: Der Ausgangsimpuls der Zählröhren und der differenzierte Steuerimpuls

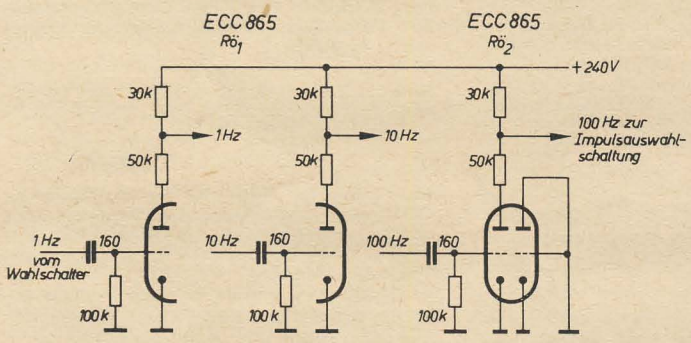


Bild 11: Impulsformer

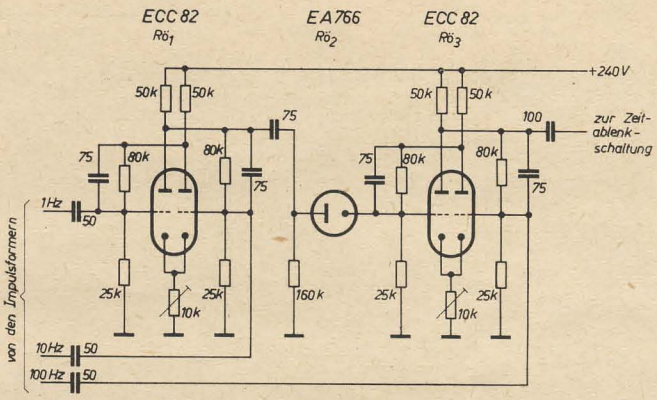


Bild 13: Impulsauswahlschaltung

kleine Ablenkgeschwindigkeit (10 cm/s) eingestellt. Jetzt ist mit Sicherheit das Signal auf dem Bildschirm der Oszillografenröhre zu erkennen. Mit Hilfe der Vorwahlschalter kann unter gleichzeitiger Beobachtung des Bildschirmes der Signaleinsatz möglichst weit an den Beginn der Strahlablenkung herangerückt werden. Nun kann stufenweise die Ablenkgeschwindigkeit bis zum gewünschten Wert vergrößert werden, wobei der Signaleinsatz gegebenenfalls wieder weiter an den Beginn des Oszillografenbildes gerückt werden muß. Die Summe aus der so eingestellten „Vorwahlzahl" und dem vom Bildschirm abgelesenen Wert ergibt dann die Meßzeit im System des ZZO.

Auf die gleiche Art und Weise kann ein Bezugsimpuls gemessen werden, auf den sämtliche Signalaufnahmen bezogen werden. Dieser Bezugsimpuls wird aus der gleichen, den ZZO steuernden Normal-

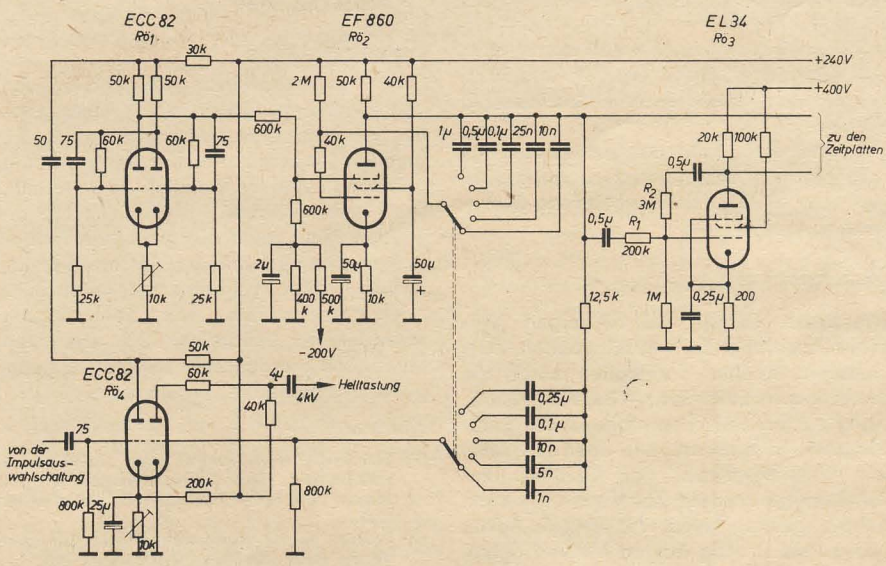


Bild 14: Zeitablenkschaltung

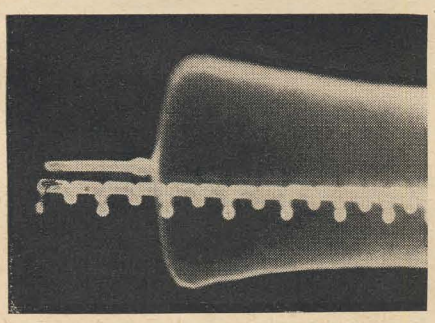


Bild 15: Bildschirmfoto des Senders DIZ bei großer Bandbreite des Empfängers

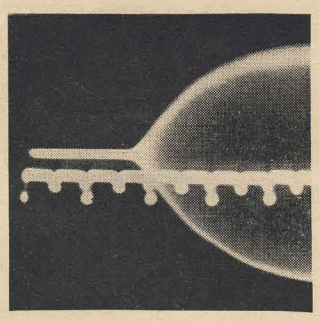


Bild 16: Bildschirmfoto des Senders DIZ bei kleiner Bandbreite des Empfängers

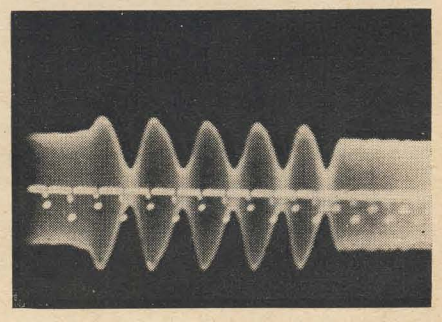


Bild 17: Bildschirmfoto eines modulationsgetasteten Senders (OMA auf 2,5 MHz)

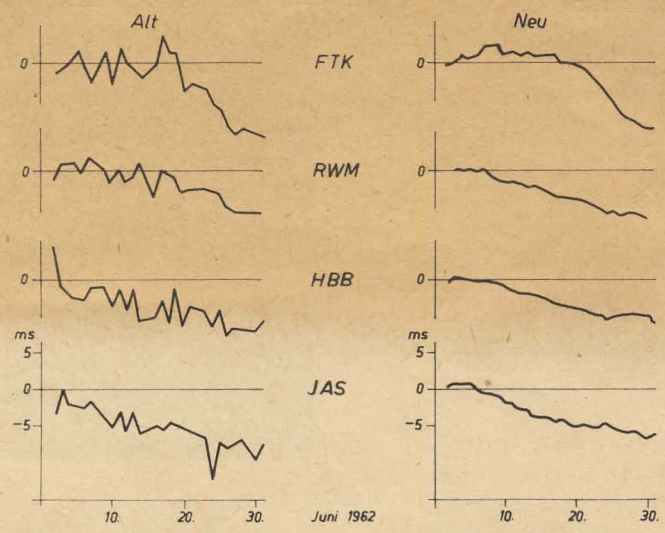


Bild 18: Gegenüberstellung der Signalaufnahmewerte nach alter und neuer Registriermethode (FTK = Frankreich, RWM = UdSSR, HBB = Schweiz, JAS = Japan)

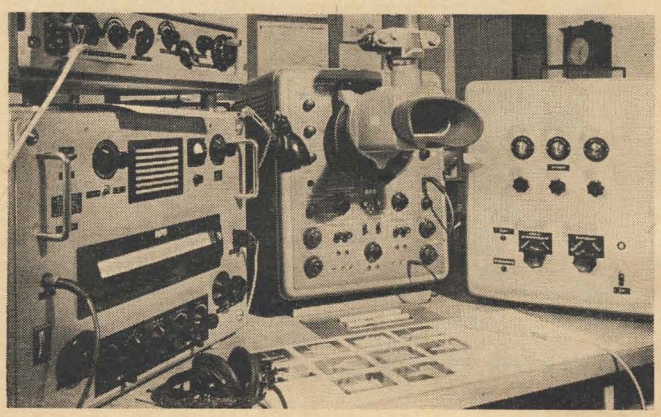


Bild 19: Signalaufnahmeplatz mit Zeitzeichenoszillografen im Geodätischen Institut Potsdam

frequenz abgeleitet. Er muß dann stets den gleichen Meßwert ergeben und kann zugleich zur Kontrolle der Arbeit des ZZO dienen.
Mit Hilfe eines Fotovorsatzes ist es möglich, einzelne Schirmbilder zu fotografieren und in Zweifelsfällen später auszuwerten.

Meßergebnisse

Die Bilder 15, 16 und 17 zeigen Bildschirmfotos von drei verschiedenen Zeitsignalen. In allen drei Fällen wurde die verstärkte Hochfrequenz – bei Kurzwellensignalen die Zwischenfrequenz des Empfängers – abgebildet. Die über den zweiten Elektronenstrahl der Oszillografenröhre eingeblendete Zeitskala läßt ohne Schwierigkeiten eine Ablesegenauigkeit von 0,1 ms zu. Die langen Marken geben jeweils volle Millisekunden, die kurzen Marken halbe Millisekunden an.
Im Bild 18 sind für vier Sender die Signalaufnahmewerte nach dem alten System mit Drehspulschnellschreiber und Zeitintervallmesser den mit dem ZZO registrierten Werten gegenübergestellt. Die Messungen erfolgten jeweils parallel. An dem viel ruhigeren Verlauf der mit dem ZZO aufgenommenen Kurven ist deutlich die erreichte Verbesserung in den Streuungen der Aufnahmewerte von Tag zu Tag zu erkennen.
Eine Gesamtansicht des mit dem ZZO ausgerüsteten Signalaufnahmeplatzes im Geodätischen Institut Potsdam zeigt Bild 19.

Zusammenfassung

Für wissenschaftliche Vergleiche von internationalen Zeitsignalen verschiedener Sendestationen ist es erforderlich, die Signalankunftszeit am Empfangsort mit größtmöglicher Genauigkeit zu ermitteln. Die herkömmlichen Registriermethoden erfüllen nicht mehr die gestellten Forderungen. Die Arbeitsweise des am Geodätischen Institut Potsdam entwickelten Zeitzeichenoszillografen wird anhand von Schaltbildern behandelt. Die erreichten Ergebnisse werden mit früheren Signalaufnahmemethoden verglichen.

Literatur

[1] Technische Mitteilungen der ELESTA AG ELEKTRONIK Bad Ragaz/Schweiz. Nr. 14 Januar 1960, Nr. 17 Februar 1961, Nr. 20 März 1963
[2] Speiser, A. P.: Impulsschaltungen. Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg 1963
[3] Stöllner, H.: Praktische Impulstechnik. Franzis-Verlag München 1964
[4] Czech, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin Borsigwalde 1959
[5] Sturm, K.: Röhreninformationen 7 und 8. radio und fernsehen 13 (1964), H. 20, S. 623 bis 624 und H. 21, S. 655–656
[6] Häußler: Z 572 S, Z 573 C – zwei neue Zählröhren. radio und fernsehen 14 (1965), H. 4, S. 117
[7] Engler, P.: Ein digitales Drehzahlmeßgerät mit der Dekadenzählröhre Z 572 S. radio und fernsehen 14 (1965), H. 4, S. 118–119 und H. 5, S. 138–141
[8] Rodrian, G.: Ein Zeitablenkgerät für einmalige Vorgänge. Funk-Technik 10 (1955), H. 1, S. 12–14
[9] Kroitzsch, V.: Der Zeitzeichensender DIZ des Geodätischen Instituts Potsdam. Mitteilung des Geodätischen Instituts Potsdam Nr. 49, 1960

Aus der
Nachrichtentechnik
Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik
Heft 12 (1965)

Die Schallfeldverhältnisse in Aufnahmeräumen und ihre Abbildung im Wiedergaberaum mit der Zwei-Kanaltechnik

An einem Rechteckraum von 10 000 m³ und einem Rechteckraum von 100 m³ werden theoretische Betrachtungen über das Verhältnis von reflektiertem Schall zu direktem Schall (R/D-Verhältnis) für verschiedene Zeitintervalle angestellt und Schlüsse für die Abbildung dieses zur Charakterisierung der akustischen Atmosphäre des Ursprungsraumes maßgeblichsten Parameters im Wiedergaberaum gezogen.

Über die Eigenschaften eines neuentwickelten Kondensator-Meßmikrofons

Zur ∓ Fehlerwahrscheinlichkeit bei der Datenübertragung
Als Beitrag zur Frage BC der St.-K.Sp.A des CCITT wird vorgeschlagen, bei der Beurteilung und bei einem Vergleich von Systemen zur Übertragung binärer Daten nicht nur die längs des Übertragungskanals unmittelbar verursachten Primärstörungen, sondern auch die Einflüsse der Synchronisierungs-, Modulations- und Selektierungsverfahren zu berücksichtigen. Es ergibt sich, daß die Differenzphasenumtastung mit kohärenter Demodulation besondere Vorteile hinsichtlich der Blockfehlerwahrscheinlichkeit hat.

Vorschlag eines Verfahrens zur Beurteilung instabiler Bauelemente

Oberflächeneffekte begrenzen die Lebensdauer von Halbleiterbauelementen. Es wird ein Verfahren vorgeschlagen, das es sowohl dem Hersteller als auch dem Anwender gestattet, oberflächeninstabile und thermisch instabile Bauelemente schnell zu erkennen und von der weiteren Verwendung auszuschließen.

Filterkatalog, 2. Serie Blatt 8
Bemerkungen zu der Arbeit von V. Sobotka: Der Einfluß der Toleranzen von Bauelementen auf die Übertragungseigenschaften der linearen Netzwerke

Die Anwendung eines monostabilen Multivibrators in Quarzuhren als Frequenzteiler mit großem Teilerverhältnis

Es wurde untersucht, welche Forderungen an den Teilerbaustein einer Kleinquarzuhr zu stellen sind. Die Berechnungsgrundlagen für die zur Frequenzteilung eingesetzten monostabilen Kippstufen werden näher untersucht. Schaltung und gewonnene Meßergebnisse von einem Teiler mit einem Teilerverhältnis von n = 50 werden angegeben.

Transistorisierte Konstantspannungsquelle hoher Stabilität und großer Leistung

Es wird eine Schaltungsanordnung für eine transistorisierte Konstantspannungsquelle großer Leistung mit hoher Konstanz der Ausgangsspannung bezüglich Betriebsspannungs- und Laststromschwankungen beschrieben, wobei als Arbeitswiderstand des Regelverstärkers sowie als Vorwiderstand eines Zenerdiodenstabilisators zur Betriebsspannungserzeugung des Regelverstärkers ein aktiver Zweipol mit hohem dynamischem Innenwiderstand benutzt wird.

X. Internationales wissenschaftliches Kolloquium in der Technischen Hochschule Ilmenau, Teil 1

Einfacher Tiefpaß zur Messung der Übersprechdämpfung an Stereodecodern

R. HANNAWALD

Die Rundfunkstereofonie nach dem Pilottonverfahren benutzt bekanntlich eine Zweikanalübertragung, bei der senderseitig das aus Links- und Rechtsinformation sowie Pilotton gewonnene Multiplexsignal dem FM-Träger aufmoduliert wird. Der im Empfangsgerät vorhandene Decoder hat die ursprünglichen Informationen wieder herzustellen. Die Messung der Übersprechdämpfung am Decoderausgang ist die wichtigste Prüfung im Service an Stereodecodern. Die richtige meßtechnische Erfassung der Übersprechdämpfung kann nur erfolgen, wenn nichthörbare Anteile an den Decoderausgängen mit Hilfe eines Tiefpasses unterdrückt werden. Die im folgenden beschriebene Schaltung ermöglicht Übersprechmessungen mit ausreichender Genauigkeit.

Theoretische und praktische Grundlagen

Systembedingt ergeben sich an den Decoderausgängen Restspannungen des 19-kHz-Pilottones und des 38-kHz-Hilfsträgers, die zwar in den nichthörbaren Bereich fallen, aber die meßtechnisch ermittelte Größe der Übersprechdämpfung verfälschen und verschlechtern. So sind beispielsweise bei 100 mV Pilottonspannung am Decodereingang an den Ausgängen des Stereodecoders St D 4 19-kHz-Restspannungen von 28 mV zu messen [1]. Bei einem Gesamtmodulationshub von 42 kHz bei 1 kHz Modulationsfrequenz ergeben sich am modulierten Kanal 210 mV Nutzsignal. Würde man die Übersprechdämpfung breitbandig, also ohne Filteranordnung messen, so wäre selbst bei idealem Übersprechverhalten nur eine Übersprechdämpfung von

$$a_{ü} = 20 \lg \frac{210}{28} \triangleq 17{,}5 \text{ dB}$$

meßtechnisch nachzuweisen.

Es ist daher erforderlich, nur die in den Hörbereich fallenden Komponenten auszuwerten. Bei selektiven Übersprechmessungen (Bild 1) wird nur die Meßfrequenz mittels eines selektiven Röhrenvoltmeters zur Anzeige gebracht. Derartige Röhrenvoltmeter sind sehr aufwendig und schwer erhältlich. Außerdem werden bei der Messung keine weiteren in den Hörbereich fallenden Komponenten erfaßt. Bei der nichtselektiven Übersprechmessung (Bild 2) werden alle im Hörbereich liegenden Größen gemessen, während Anteile oberhalb des Hörbereiches nicht bewertet werden. Die nichtselektive Übersprechmessung gestattet die Verwendung üblicher Meßgeräte unter Benutzung des beschriebenen Tiefpasses. Mit einer Sperrdämpfung von 37 dB (Bild 9) ist unter den genannten Modulationsbedingungen bei idealem Übersprechverhalten meßtechnisch eine Übersprechdämpfung von 54,5 dB ermittelbar. Für die in der Praxis vorkommenden Übersprechdämpfungen genügen die erzielten Ergebnisse den Anforderungen.

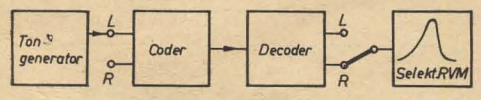


Bild 1: Selektive Übersprechmessung

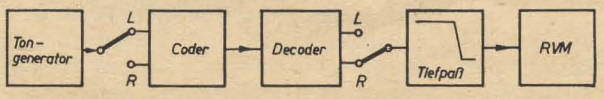


Bild 2: Nichtselektive Übersprechmessung

Beim Aufbau einer Tiefpaßschaltung wählt man zweckmäßig eine π-Anordnung, da die Verlustdämpfung der T-Schaltung bei gleicher Spulengüte etwa 1,6mal so groß ist. Außerdem ist der Bedarf an Spulenelementen bei der π-Schaltung minimal. Im vorgegebenen Dämpfungsschema nach Bild 3 werden für die Störfrequenzen 19 kHz und 38 kHz Sperrdämpfungen von größer 30 dB gefordert. Bei Verwendung eines einfachen Tiefpaßgrundgliedes wird die geforderte Dämpfung im Sperrbereich unter Berücksichtigung ebenen Durchlaßverhaltens bis 15 kHz nicht erreicht. Daher werden versteilerte Siebglieder mit Parallelschwingkreisen im Längszweig benutzt, die auf die zu sperrende Frequenz abgestimmt sind [2]. Im Resonanzfall wirkt im Längszweig der von der Güte abhängige Sperrwiderstand; die Poldämpfung ist wegen der Verluste in der Spule des Schwingkreises endlich.

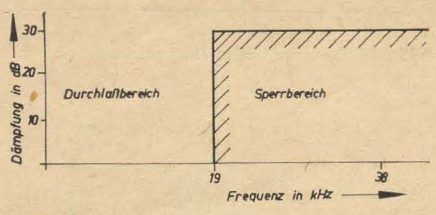


Bild 3: Dämpfungsschema

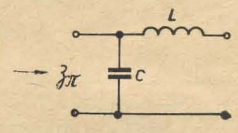


Bild 4: Tiefpaßhalbglied mit π-Eingang

Zweckmäßige Betriebsdämpfungskurven im Durchlaßbereich erhält man, wenn der ein- und ausgangsseitige Abschlußwiderstand R gleich dem 1,25fachen Wert des Wellenwiderstandes der Tiefpaß-π-Schaltung ist.

$$R = 1{,}25 \cdot \mathfrak{Z}_{\pi} \qquad (1)$$

Die Induktivität des Halbgliedes der Tiefpaßgrundschaltung ist

$$L = \frac{\mathfrak{Z}_{\pi}}{\omega_g} \qquad (2)$$

wobei $\omega_g = 2\pi \cdot f_g$ die Grenzfrequenz zwischen Durchlaß- und Sperrbereich ist. Bei optimaler Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Spulenwickelraumes kann man $\mathfrak{Z}_{\pi}$ mit 750 Ω realisieren. Die Grenzfrequenz wird im Hinblick auf kleine Betriebsdämpfungen bis 15 kHz auf $f_g = 17$ kHz gesetzt. Die Frequenzen, bei denen Dämpfungsspitzen auftreten sollen, sind die Polfrequenzen $f_{\infty 1} = 19$ kHz und $f_{\infty 2} = 38$ kHz. Nach Gl. (1) erhält man für die Größe des Abschlußwiderstandes R = 910 Ω. Die Induktivität des Tiefpaßhalbgliedes nach Bild 4 ist nach Gl. (2)

$$L = 7 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

Die Kapazität wird ermittelt aus

$$C = \frac{1}{\omega_g \cdot \mathfrak{Z}_{\pi}} \qquad (3)$$

und beträgt $12{,}5 \cdot 10^{-9}$ F.

Das versteilerte Tiefpaßhalbglied mit π-Eingang enthält im Längszweig eine zusätzliche Kapazität (Bild 5). Die Schaltelemente kann man aus den Werten des Tiefpaßgrundgliedes nach den Gln. (2)

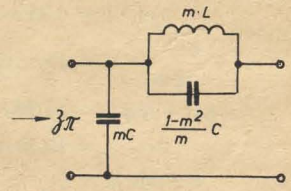


Bild 5: Versteilertes Tiefpaßhalbglied mit π-Eingang

und (3) berechnen, wenn die den Faktor m enthaltenden Multiplikationsfaktoren bekannt sind. Der Zusammenhang zwischen den einzelnen Faktoren und der normierten Polfrequenz Ω_{∞} ergibt sich aus

$$m = \frac{\sqrt{\Omega_{\infty}^2 - 1}}{\Omega_{\infty}} \qquad (4)$$

bzw.

$$\frac{1 - m^2}{m} = \frac{1}{\Omega_{\infty} \sqrt{\Omega_{\infty}^2 - 1}} \qquad (5)$$

wobei die Polfrequenz ω_∞ auf die Grenzfrequenz normiert wird.

$$\Omega_\infty = \frac{\omega_\infty}{\omega_g} \qquad (6)$$

Bei der Zusammenschaltung von Halbgliedern müssen gleichartige Wellenwiderstände aufeinandertreffen. Damit erhält man für eine versteilerte Tiefpaßschaltung mit zwei Polfrequenzen (19 kHz und 38 kHz) den im Bild 6 dargestellten Aufbau. Durch Zusammenfassung der entsprechenden Längsinduktivitäten und -kapazitäten bzw. Querkapazitäten ergibt sich der Tiefpaß nach Bild 7.

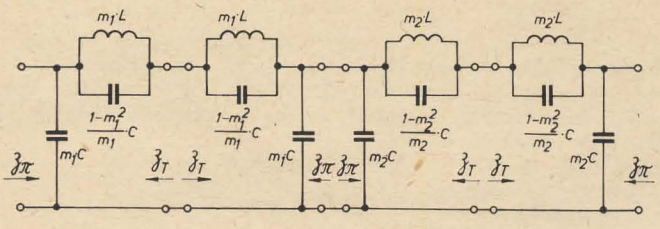


Bild 6: Synthese der versteilerten Tiefpaßschaltung mit zwei Polstellen

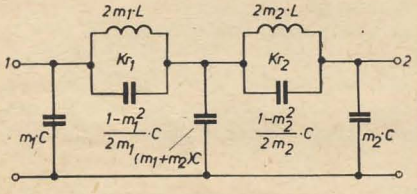


Bild 7: Zusammengefaßte Tiefpaßschaltung

Mit den normierten Polfrequenzen

$$\left.\begin{aligned}\Omega_{\infty 1} &= \frac{\omega_{\infty 1}}{\omega_g} = \frac{2\pi \cdot 19}{2\pi \cdot 17}\left[\frac{\text{kHz}}{\text{kHz}}\right] = 1{,}12 \\ \text{und}\qquad\qquad & \\ \Omega_{\infty 2} &= \frac{\omega_{\infty 2}}{\omega_g} = \frac{2\pi \cdot 38}{2\pi \cdot 17}\left[\frac{\text{kHz}}{\text{kHz}}\right] = 2{,}24\end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

erhält man über die Gln. (4) bzw. (5) mit der Induktivität Gl. (2) und Kapazität Gl. (3) des Grundgliedes die Größenwerte der Schaltelemente für Bild 7.

$$m_1 \cdot C = 5{,}58\ \text{nF}$$
$$2\,m_1 \cdot L = 6{,}25\ \text{mH}$$
$$\frac{1 - m_1^2}{2\,m_1} C = 11{,}15\ \text{nF}$$
$$(m_1 + m_2)\,C = 16{,}70\ \text{nF}$$
$$2\,m_2 \cdot L = 12{,}50\ \text{mH}$$
$$\frac{1 - m_2^2}{2\,m_2} C = 1{,}4\ \text{nF}$$
$$m_2 \cdot C = 11{,}12\ \text{nF}$$

Aufbau

Wie schon erwähnt, werden für eine große Poldämpfung Kreise hoher Güte benötigt. Der Einsatz von hochwertigen Ferritschalenkernen soll aus Preis- und Beschaffungsgründen vermieden werden. Mit Güten von etwa 50 bei 19 kHz liefern die im Stereodecoder St D 4 benutzten Spulenaufbauten ausreichende Ergebnisse.
Zur Realisierung der geforderten Abschlußwiderstände für den Tiefpaß und zum Anschluß an die Decoderausgänge betreibt man die Siebschaltung in der im Bild 8 dargestellten Schaltung. Die zweistufige Eingangsschaltung ermöglicht bei hochohmigem Eingangswiderstand (> 120 kΩ) einen rückwirkungsfreien Betrieb des Tiefpasses. Die Ausgangsimpedanz der zweiten Stufe ist mit etwa 20 Ω sehr klein. Beim ausgangsseitigen Abschluß des Tiefpasses ist der Eingangswiderstand der dritten Stufe zu berücksichtigen, die zum Ausgleich der Durchgangsdämpfung dient. Mit dem Einstellregler P läßt sich die Grunddämpfung vom Eingang des Transistors T_1 bis zum Ausgang des Transistors T_3 auf 0 dB einregeln, so daß bei Übersprech- und Einfügungsdämpfungsmessungen an Decodern die Dämpfung der Vierpolanordnung im Durchlaßbereich nicht berücksichtigt zu werden braucht. Bild 9 zeigt die Übertragungscharakteristik der Anordnung. Zweckmäßigerweise kann man die gesamte Schaltung einschließlich der Batterien für die Stromversorgung (2 Flachbatterien) in einem Gehäuse unterbringen. Der Abgleich der Kreise Kr_1 und Kr_2 erfolgt in der Anordnung nach Bild 2, wobei auf Spannungsminimum am Röhrenvoltmeter einzustellen ist.
Zusammenfassend lassen sich folgende technische Daten angeben:

Durchlaßbereich:	30 Hz · · · 15 kHz (± 0,25 dB)
Sperrbereich:	19 kHz Dämpfung a > 35 dB 38 kHz Dämpfung a > 45 dB
Eingangswiderstand:	$R_e > 120\ \text{k}\Omega$
Eingangsspannung:	max. 1,5 V_{eff}, K < 1%
Stromaufnahme:	$I_{ges} = 5{,}5\ \text{mA}$
Betriebsspannung:	9 V

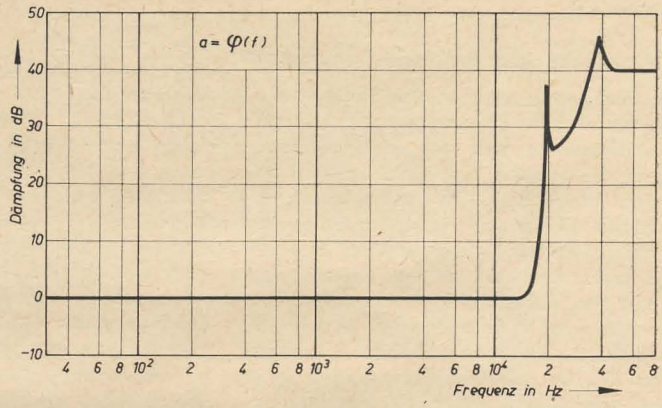


Bild 9: Übertragungscharakteristik

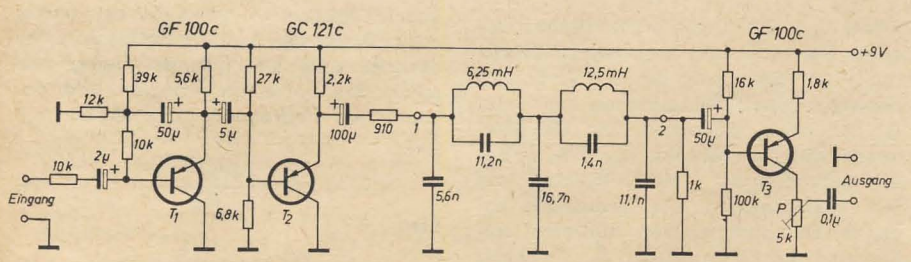


Bild 8: Gesamtschaltung

Zusammenstellung der Filterbauteile

2 Spulenkörper	J – TGL 64-2021 (860 Wdg. 0,13 CuL bzw. 600 Wdg. 0,13 CuL)
2 Spulenkerne	B 3 × 15 TGL 64-2022 Manifer 140
2 Befestigungsmuttern	N – TGL 64-2021
1 Rahmen	A – TGL 200-7044
2 Hülsen	F – TGL 200-7044
1 Abschirmkappe	D – TGL 200-7044
2 Stecklötösen	D – TGL 68-86
4 Stecklötösen	E – TGL 68-86
2 Hohlniete	A 2 × 0,25 × 2 TGL 0-7340

Literatur

[1] Hannawald, R.: Der Stereodecoder St D 4. radio und fernsehen 14 (1965), H. 12 u. H. 13
[2] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, 1. Bd. Grundlagen-Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde

Wie in den letzten Jahren besteht auch in diesem Jahr wieder die Möglichkeit, alle Jahrgänge der Zeitschrift radio und fernsehen bei der

Buchbinderei GÜNTER OTTO
1633 **Mahlow b. Berlin**
Drosselweg 11

einbinden zu lassen. Der Preis für das Einbinden eines Jahrganges (24 Hefte) beträgt 7,50 MDN und Porto (Regelleistungspreis). Einbanddecken für 1965 und alle früheren Jahrgänge sind vorrätig. Ihr Versand erfolgt nur gegen Voreinsendung des Betrages von 2,– MDN + –,50 MDN Porto auf das Postscheckkonto (Günter Otto) Berlin 267 20.
Bitte bei Bestellung den Titel und Jahrgang der gewünschten Einbanddecken angeben.

NEUES ÜBER STEREODECODER

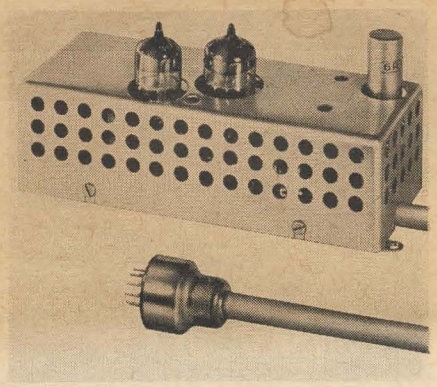


Bild 1: Ansicht des Stereodecoders 6 (Foto: Grundig)

Ein neuer röhrenbestückter Matrix-Decoder

Stereodecoder, die nach dem Prinzip der Hüllkurven-Spitzengleichrichtung arbeiten, setzen sich im internationalen Maßstab zunehmend mehr durch. Auch die im ZRF Dresden entwickelten Decoder sind nach diesem Prinzip aufgebaut. Es ist weiterhin eine bekannte Tatsache, daß Stereodecoder in ihrer Mehrheit aus verschiedenen Gründen transistorisiert arbeiten.

Um so mehr überrascht es, daß der neue Stereodecoder 6 von Grundig (Bild 1) wieder röhrenbestückt ist und nach dem Matrixprinzip arbeitet. Die Herstellerfirma bleibt seit Jahren konsequent bei diesem Schaltungsprinzip und dieser Bestückung; man darf annehmen, daß gute Erfahrungen damit gemacht wurden.

Das Multiplexsignal aus dem Empfängerdemodulator gelangt zum Gitter von $Rö_{1/1}$, einem System der ECC 81. Dieser Eingang ist so hochohmig, wie es bei keinem transistorisierten Decoder der Fall ist.

Das umgesetzte Differenzsignal und der Pilotton fallen an einem je auf 38 bzw. 19 kHz abgestimmten Resonanzkreis in der Anodenleitung der Röhre ab, der gleichzeitig die Primärseite eines Bandfilters bzw. HF-Transformators bildet. Das Summensignal wird von der Katode der Röhre über ein Filter der Matrixschaltung direkt zugeleitet, ebenso wie das umgesetzte Differenzsignal nach seiner Demodulation.

Der Pilotton wird nach seiner Verstärkung in $Rö_{1/1}$ in einem Diodennetzwerk (2 × AA 118) frequenzverdoppelt und in $Rö_{1/2}$ nochmals verstärkt. Der so entstandene Hilfsträger von 38 kHz wird dem Ringdemodulator (4 × AA 118) zugeleitet, wo er sich mit dem umgesetzten Differenzsignal vereinigt. Außerdem richtet eine weitere Diode im Anodenkreis von $Rö_{1/2}$ (AA 118) ihn gleich. Die so entstandene Spannung sperrt bei Stereosendungen (bei denen allein der Pilotton vom Sender ausgestrahlt wird) $Rö_2$ (EC 92). Dadurch fällt das Relais im Anodenkreis dieser Röhre ab. Dieses wiederum schaltet die Verstärkereingänge von Mono auf Stereo um und betätigt das Anzeigelämpchen.

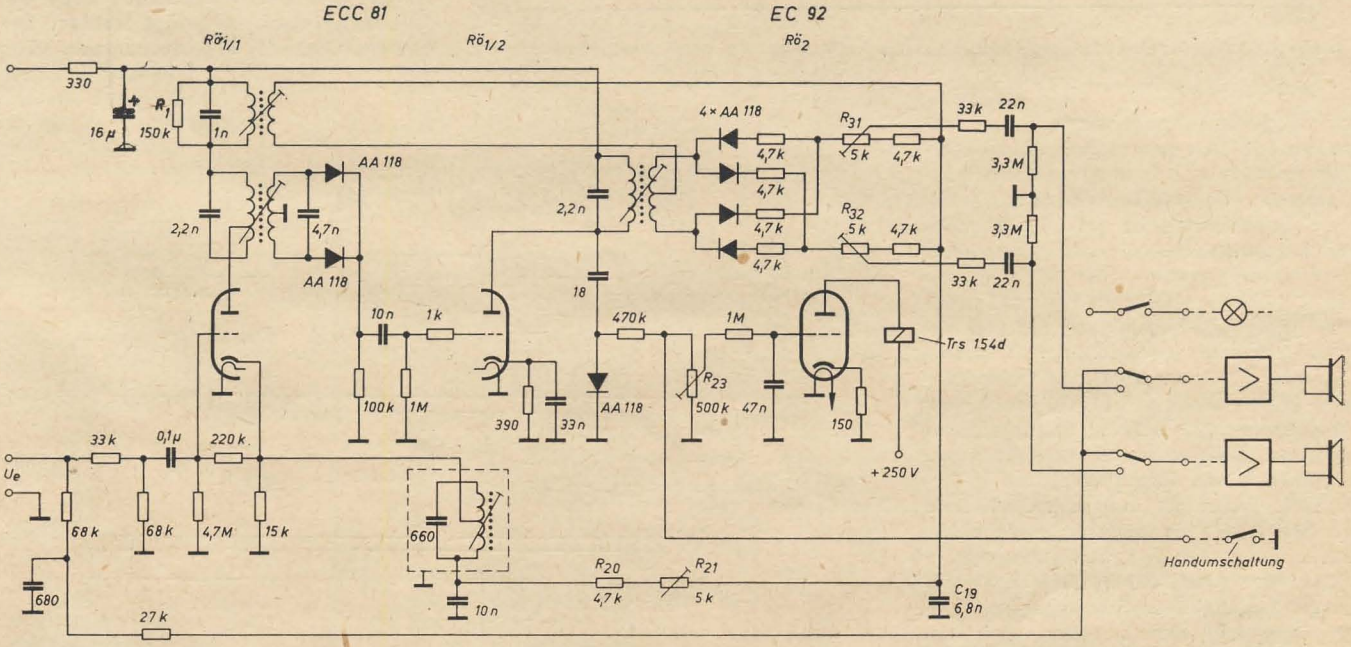


Bild 2: Schaltung des Stereodecoders 6

Die Matrixschaltung bietet keine Besonderheiten. Zu erwähnen ist, daß Pegelgleichheit in beiden Stereokanälen mit Hilfe der Regler R_{31} und R_{32} zu erzielen ist. Ein weiterer Regler (R_{23}) dient zur Einstellung der Sperrspannung für die Schaltröhre $Rö_2$.

Zu erwähnen ist noch die Deemphasis (Absenken der hohen Tonfrequenzen), die getrennt für jeden Kanal vorgenommen wird, wie dies bei Stereoempfang allgemein üblich ist. Beim Summensignal wirken R_{20}, R_{21} (abgleichbar) und C_{19}. Beim Differenzsignal sorgt die Resonanzkurve des Schwingkreises in der Anodenleitung von $Rö_{1/1}$ für eine entsprechende Absenkung der hohen Frequenzen. Der erwähnte Schwingkreis ist mit R_1 (150 kΩ) bedämpft, um die relativ große Bandbreite (23···53 kHz) zu sichern.

Ein transistorisierter Stereodecoder

Die Vielzahl von Decoderschaltungen, die in letzter Zeit erschienen, wird ergänzt durch eine neue Schaltung von Siemens. In den „Schaltbeispielen", Ausgabe April 1965, findet man die im Bild 3 gezeigte Schaltung. Sie stellt einen leicht nachzubauenden Matrixdecoder dar. Meßkurven an dem gezeigten Decoder zeigten, daß die Übersprechdämpfung zwischen 300 Hz und 13 kHz ≧ 34 dB ist. Bei etwa 2 kHz wird ein Maximum von über 40 dB erreicht.

Der erste Transistor wirkt für das Summensignal und den Pilotton als Emitterstufe, für das Differenzsignal als Kollektorstufe. Während das Summensignal vorwiegend am Ohmschen Anteil des Kollektorwiderstandes abfällt, wird der Pilotton über einen HF-Transformator zum Emitter des zweiten Transistors weitergeleitet. Dieser, eine Basisstufe, enthält als Außenwiderstand einen auf 19 kHz abgestimmten Schwingkreis. Hier wird die Pilottonfrequenz gesiebt und dann in dem bekann-

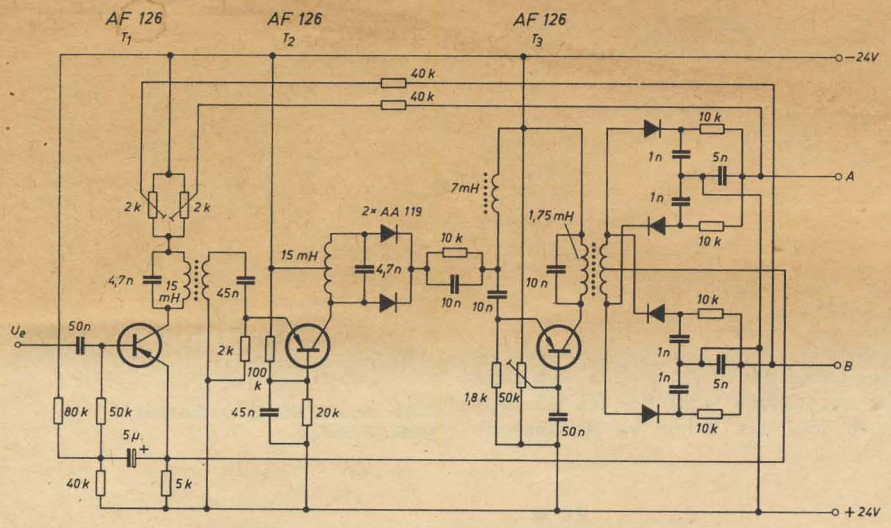


Bild 3: Schaltung des transistorisierten Matrixdecoders von Siemens

ten Gegentakt-Diodennetzwerk frequenzverdoppelt. Den so entstandenen Hilfsträger verstärkt man in einer weiteren Transistorstufe. Der HF-Transformator in seinem Kollektorkreis ist auf 38 kHz abgestimmt, um den Hilfsträger möglichst „rein" zu erhalten.

Auf der Sekundärseite des HF-Transformators erfolgt die Vereinigung des Hilfsträgers mit dem (umgesetzten) Differenzsignal und die anschließende Demodulation in den Dioden D_3 bis D_6. Hinter dem Ringdemodulator wird zu dem niederfrequenten Differenzsignal das Summensignal addiert; daraus entstehen in bekannter Weise die Stereosignale A und B. Zwei 2-kΩ-Potentiometer im Kollektorkreis der ersten Transistorstufe ermöglichen, den Anteil des in die Matrixschaltung eingekoppelten Summensignals einzustellen und den Decoder somit auf maximale Übersprechdämpfung zwischen beiden Stereokanälen abzugleichen. Ein weiterer Regler erlaubt, den Arbeitspunkt des dritten Transistors einzustellen. Er wird jedoch nur einmal fest eingestellt.

Die in der Originalschaltung angegebenen HF-Transistoren vom Typ AF 126 lassen sich durch den GF 122 ersetzen. Die Dioden sind nicht kritisch, doch sollten D_1 und D_2 bzw. D_3 und D_6 jeweils vom gleichen Typ sein.

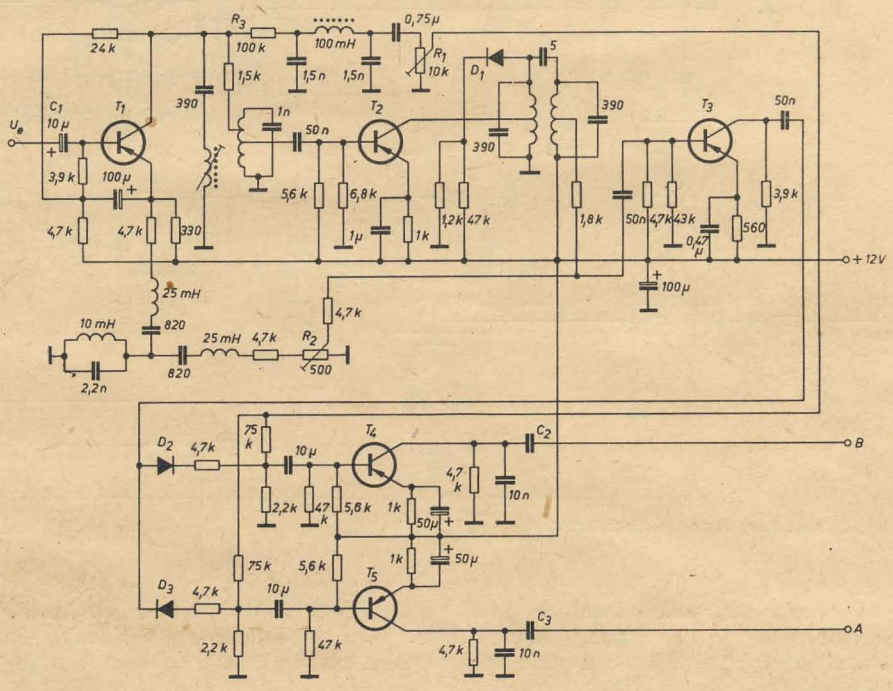


Bild 4: Decoderschaltung nach RCA

Ein Stereodecoder aus den USA

Bild 4 zeigt die Schaltung des Decoders, die auf einen Vorschlag von RCA zurückgeht. Bemerkenswert ist der große Aufwand. Das kleine Gerät enthält fünf Transistoren, obwohl es keine Vorrichtung für eine Stereoanzeige besitzt.

Das Multiplexsignal aus dem Empfängerdemodulator gelangt über C_1 zur Basis des Transistors T_1. Hierfür wird in der Originalschaltung ein 2 N 1524 verwendet. Bezogen auf unser Transistorsortiment, dürfte ein GF 105 an dieser Stelle die erforderlich hohe Grenzfrequenz aufweisen. Letztere ist notwendig, damit praktisch keine Phasenverschiebung zwischen den einzelnen Komponenten des Multiplexsignals entsteht.

Hinter T_1 teilt sich der Weg des Multiplexsignals. Das Summensignal wird am Kollektor von T_1 abgenommen und nach Passieren eines Tiefpaßfilters dem Regelwiderstand R_1 zugeleitet. Das Differenzsignal gelangt vom Emitter von T_1, ebenfalls nach Passieren eines Filters, zum Regelwiderstand R_2. Der 19-kHz-Pilotton wird in T_2 selektiv verstärkt. Auch hier ist ein 2 N 1524 eingesetzt.

Die Diode D_1 im Kollektorkreis verzerrt die verstärkte 19-kHz-Schwingung. Die Komponente 38 kHz – die erste Oberwelle – wird in T_3 (2 N 1524) gemeinsam mit dem Differenzsignal nochmals verstärkt. Hinter T_3 erfolgt die Demodulation vom umgesetzten Differenzsignal + Hilfsträger. Je nach Polarität der Demodulation (D_2 und D_3) entsteht A—B bzw. B—A. Diesem Differenzsignal wird das Summensignal A+B, von R_1 kommend, über je einen Spannungsteiler zugefügt. In der Matrixschaltung entstehen A und B, die jeweils in einem Transistor (T_4 und T_5) nochmals verstärkt werden. Die Größe von C_2 und C_3 richtet sich nach dem jeweiligen Eingangswiderstand des folgenden NF-Verstärkers. Die maximale Übersprechdämpfung zwischen beiden Kanälen wird an R_2 eingestellt.

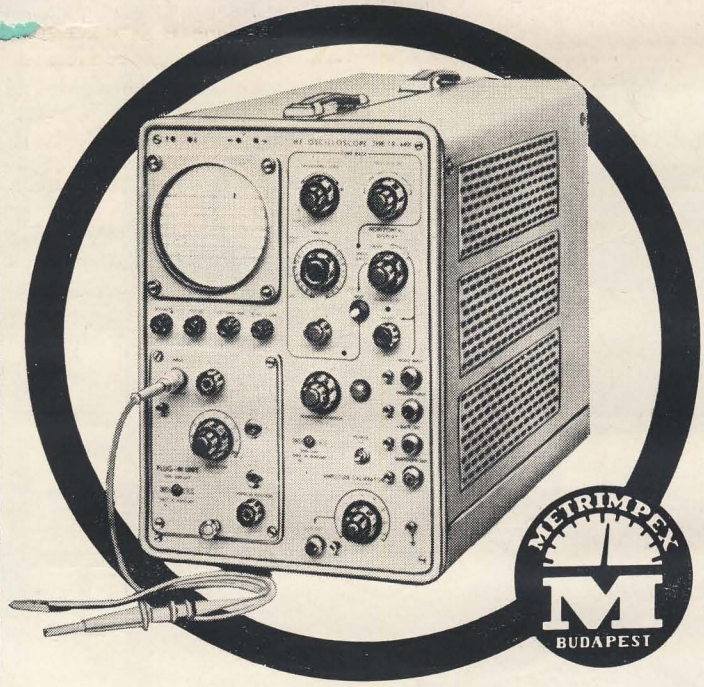
Hinter R_3 kann im Bedarfsfall noch ein 19-kHz-Sperrkreis eingefügt werden, der ein Abfließen der Pilottonspannung über den Weg des Summensignals verhindert. Allerdings wird dies schon von dem 100-kΩ-Widerstand R_3 vor dem Tiefpaß unmöglich gemacht. Die beiden Endstufen des Decoders sind mit je einem 2 N 408 bestückt. Sie entsprechen etwa unserem GC 120.

Bei kritischer Betrachtung der gezeigten Schaltung stellt sich die Frage, ob sich ein derart großer Aufwand an Induktivitäten nicht vermeiden läßt. Auch die Frequenzverdopplungsschaltung ist in den europäischen Decodern eleganter (2-Dioden-Schaltung) gelöst. Es darf jedoch nicht vergessen werden, daß dieser Schaltungsvorschlag relativ früh vom RCA gemacht wurde (1962), d. h. bevor genügend Erfahrungen mit dem von der FCC empfohlenen Pilotträgerverfahren vorlagen.

Streng

Hochfrequenzoszilloskop für Laboratorien

Typ TR-4401 / 0–30 MHz



Ein modernes Hochleistungsoszilloskop, das zur Ergänzung aller Laboransprüche dient und mit auswechselbaren vertikalen Vorverstärkereinheiten versehen ist. Seine besonderen Vorteile sind:
im weiten Bereich einstellbare, eichbare Horizontalablenkung,
die Verzögerungskunstleitung und der auslösbare Zeitablenkgenerator ermöglichen auch die Prüfung periodischer Signale,
eingebauter Spannungseichkreis.

TECHNISCHE ANGABEN

Mit Breitband-Vorverstärkereinheit von 0 – 30 MHz

Y-Verstärker		Empfindlichkeit	0,05 V/cm – 20 V/cm
Frequenzbereich	0 – 30 MHz	Anstiegszeit	12 µsec
X-Verstärker			
Frequenzbereich	0 – 250 kHz	Empfindlichkeit	0,2 V/cm – 20 V/cm
Ablenkgenerator			
fortlaufende Ablenkung		12 sec/cm – 0,02 µsec/cm	
geeichte Ablenkung		5 sec/cm – 0,1 µsec/cm	
Genauigkeit der Ablenkungsgeschwindigkeit		± 3%	
Lupe		fünffach	
Eichspannung		0,2 mV Sp-Sp – 100 V Sp-Sp	
Präzisität		± 3%	

METRIMPEX

Ungarisches Außenhandelsunternehmen für Erzeugnisse der Instrumentenindustrie

Briefe: Budapest 62. Postfach 202. Telegramme: INSTRUMENT BUDAPEST

Verkaufe
„Radio und Fernsehen"
mit Inhaltsverzeichnis, gebunden. Jahrgänge 1955 u. 1958–1961, Band 30,– MDN.
Angebote unter KRF 1441 an DEWAG, 1054 Berlin

Verkaufe
Musiktruhe mit UKW und Plattenspieler
650,— MDN
Angebote unter KRF 1000 an DEWAG, 1054 Berlin

Achtung Bastler!
Biete zu günstigen Preisen **Transistoren, Ge-Si-Dioden, Röhren E + D Serie** mit und ohne Garantie. Rundfunk- sowie Fernseh-Ersatzteile, teilweise bis 40% gesendet.
Versand durch **Radio-Brühel, 8053 Dresden,** Postfach 17

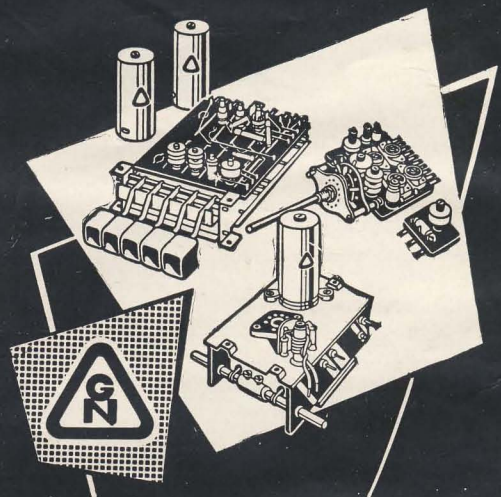
Rundfunkmechanikermeister
mit Fernseh- und Transistorprüfung sucht Reparaturwerkstatt zwecks Übernahme.
Zuschriften unter 30747 an DEWAG, 3018 Magdeburg

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

PrüfFix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 Torgau

Auch Kleinanzeigen finden in der technischen Fachpresse **stärkste Beachtung!**

Für alte Kontakte:
Spezial-Wellenschalteröl „d"
Für neue Kontakte:
Spezial-Wellenschalteröl „k"
Rundfunk-Spezialist Granowski, Rudolstadt 2/Thüringen



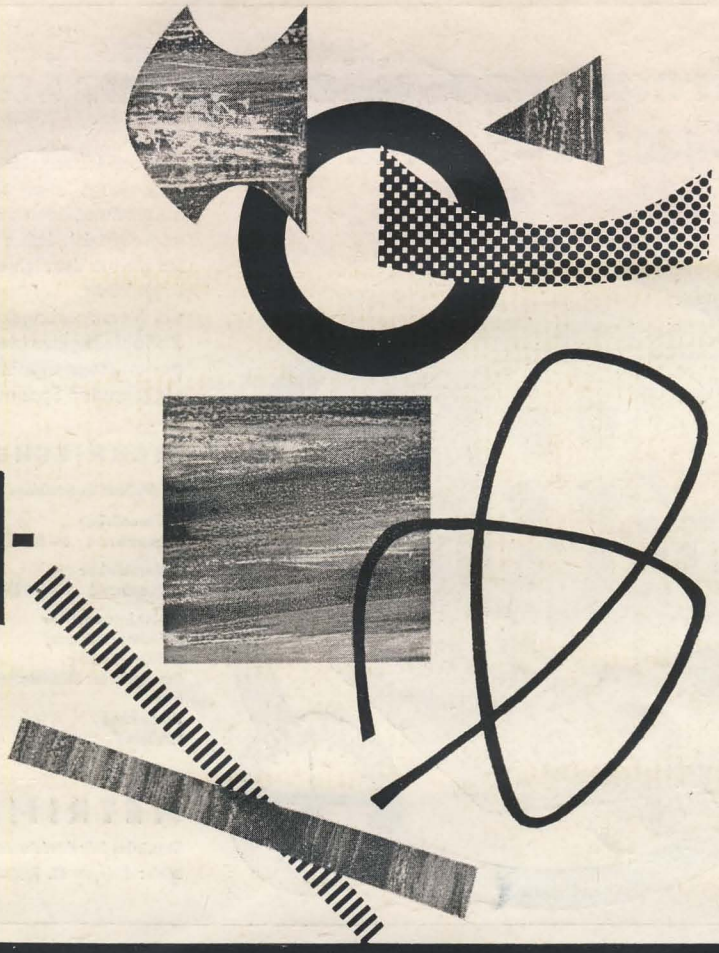
Spulensätze

für Rundfunkempfänger
UKW, Kurzwelle, Mittelwelle, Langwelle
Komplett verdrahtet, mit Dreh- und Tastenschaltern

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN, DRAHTWIDERSTÄNDE · CREUZBURG/WERRA THÜR.

ENORME MÖGLICH-KEITEN



SILIKON GUMMI

für hochtemperaturempfindliche Dichtungen, Membranen, Schlauch- und Strangverbindungen in der Maschinenbau- und Elektroindustrie,
da hohe Alterungs- und Lichtrißbeständigkeit, wasserabweisend, breiter Temperaturbereich von —60 °C bis +180 °C, kurzzeitig bis +250 °C

für hohe Isolieransprüche in der Elektronik und Elektrotechnik,
da hohe Durchschlagsfestigkeit bis 20 kV/mm, Dielektrizitätskonstante (60 Hz – 3,5) und andere hervorragende elektrische Eigenschaften

für viele Bereiche in der Lebensmittelindustrie, pharmazeutischen Industrie und Medizintechnik,
da organoleptisch und physiologisch einwandfrei

WIR STELLEN HER:

Silikongummi-Platten, -Schläuche ohne Einlage, -Profil- und Rundschnüre sowie technische Formartikel, Silikon-Schwammgummi-Platten

Demnächst lieferbar: Technische Formartikel aus Silikon-Schwammgummi, Silikongummi-Metallverbindungen

VEB teforma

GUMMIWARENFABRIK · 1034 BERLIN · HAUPTSTRASSE 9

Zur Leipziger Frühjahrsmesse: Technische Messe, Halle 16

33 103